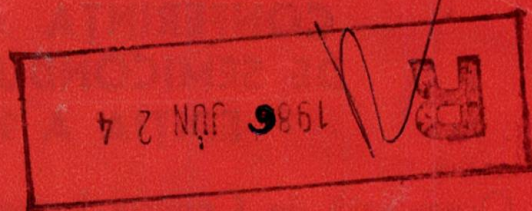
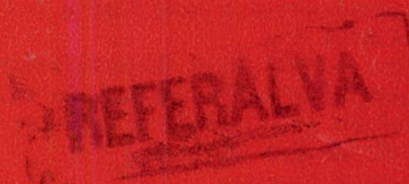


E 2040



Elektrotech.



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 30¹ • NR. 1 • MARTIE 1986



CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE EDIȚIA A 9 — A

Organizată de Comisia Inginerilor și Tehnicienilor
din CCSIT — S

CAS—86

1—4 octombrie 1986

SCOP

CAS constituie un forum anual de prezentare și dezbateră a realizărilor valoroase în domeniul electronicii semiconductoarelor, în țara noastră.

PROFIL TEMATIC

Profilul conferinței este sintetizat cel mai bine în titlul ei: „Semiconductoare”. La edițiile precedente s-au organizat secțiuni care, fără a fi limitative, rămân valabile și anul acesta pentru definirea profilului CAS:

- analiza și modelarea dispozitivelor semiconductoare;
- proiectare/inginerie asistată de calculator (CAD/CAE), inclusiv calculatoare personale;
- tehnologii și utilaje de procesare;
- metode de caracterizare;
- circuite integrate;
- dispozitive de microunde;
- detectoare (senzori) cu semiconductoare (inclusiv detectoare de radiații) și elemente de afișare;
- sisteme de testare (semiconductoare);
- aplicații originale („novele”) ale semiconductoarelor;
- fiabilitatea componentelor semiconductoare;
- cercetări avansate („fundamentale”) de semiconductoare.

TERMENE

Acceptarea lucrărilor se va face în două trepte consecutive și interdependente: pe bază de rezumate pentru preselecție (treapta I) și pe bază de rezumate extinse pentru volumul „Lucrările CAS” (treapta II). Spre deosebire de alte sesiuni științifice, simpozioane etc., la CAS nu se acceptă lucrările care au mai fost prezentate sau publicate în țară. Termenele limită de primire a materialelor (DEADLINE!) sînt:

- rezumate pentru preselecție 30 martie
- rezumate extinse pentru volumul „Lucrările CAS” 30 mai

Rezumatele pentru preselecție (originalul pe formular CAS+3 copii xerox/carbon) vor fi transmise managerului conferinței:

Ing. Doina Vancu, Manager CAS—86, CCSIT—S
Str. Erou Iancu Nicolae 32 B, București

”LUCRARILE CAS—1986”

Rezumatele extinse ale lucrărilor vor fi dactilografiate pe formulare speciale în vederea editării volumului „LUCRĂRILE CAS—1986”. În cadrul efortului continuu de compatibilizare cu și apropiere de tehnica electronică din țările avansate, volumul va fi editat hibrid; la ediția precedentă acesta a avut 25 % din lucrări scrise în limba engleză. Autorii care doresc să redacteze rezumatele în limba engleză sau care le au pregătite pentru conferințe internaționale sînt încurajați în trimiterea lor la CAS. La ambele faze de selecție se acceptă rezumate în limba engleză, dacă sînt scrise chiar de autori; altminteri se preferă o scriere în română corectă uneia în „engleză de cabinet tehnic”.

PROGRAM TEHNIC

Programul va conține comunicări prezentate oral — lucrări invitate și lucrări normale — și comunicări prezentate pe bază de afișe (poster). În ultima zi a conferinței se vor organiza două mese rotunde. Temele care vor fi dezbătute se vor stabili pe baza opțiunilor exprimate la completarea talonului de participare. Taxa de participare este de 100 lei și va fi cerută imediat după comunicarea acceptării lucrării la a doua fază de selecție. Participanții vor trebui să își plătească singuri (prin întreprinderile la care sînt afiliați, sau personal) cazarea și cheltuielile.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ANUL 30

Nr. 1

martie 1986

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

EDITORIAL

LISTA LUCRĂRILOR PREMIATE

CZ 537.311 : 621.316

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE
CONTACTE LIPITE, ALIATE, PRESATE

Petru, D. : Contactarea electrică, termică și mecanică a dispozitivelor semiconductoare de putere cu siliciu.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 1, martie 1986, p.6

Lucrarea prezintă o analiză tehnico-economică comparativă a metodelor de contactare electrică, termică și mecanică a dispozitivelor semiconductoare de putere : lipire, aliere, presare, precum și variante hibride. Sînt puse în evidență avantajele, limitările, perspectivele și domeniile de aplicare ale metodelor analizate.

CZ 621.377.4

NMOS

POARTĂ DE POLISILICIU

MEMORIE STATICĂ

Jelea, S. ș.a. : Tehnologie NMOS, poartă de polisiliciu pentru memoria de 1 kbit, MMN 2102.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr.1, martie 1986, p.10

În această lucrare este prezentată tehnologia în care a fost realizată memoria statică de 1 kbit.

CZ 621.3.012 : 621.317.7

CIRCUITE INTEGRATE

DIVIZOR DE FRECVENȚĂ

TEHNICA ECL

Filimon, S. ș.a. : Circuite divizoare de frecvență realizate în tehnica ECL.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr.1, martie 1986, p.12

Se prezintă procesul de realizare a primelor circuite integrate divizoare de frecvență utilizabile pînă la 200 MHz. Lucrarea prezintă atît particularitățile de circuit, cît și soluțiile tehnologice adoptate.

CZ 621.396.6 : 538.5

AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL HIBRID
TEHNOLOGIA STRATURILOR SUBȚIRI
CÎȘTIG UNITAR

Popescu, B. : Amplificator diferențial hibrid de mare precizie cu cîștig unitar.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 1, martie 1986, p.14

În lucrare este prezentat un amplificator hibrid de mare precizie cu cîștig unitar. Sînt analizate posibilitățile de realizare a circuitului. Sînt descrise condițiile tehnologice de fabricație în tehnologia straturilor subțiri. Parametrii electrici obținuți sînt comparați cu cei corespunzători modelului de referință. În final sînt date cîteva aplicații tipice ale circuitului.

CZ 621.316.5 : 621.316.7

CIRCUIT INTEGRAT

REGULATOR DE TENSIUNE

DETECTOR DE INCIDENTE

Popescu, A.C. ș.a. : Circuit integrat pentru regulator de tensiune cu detector de incidente pentru autovehicule.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 1, martie 1986, p.18

Lucrarea prezintă o descriere a schemei circuitului integrat pentru regulator auto cu detector de incidente, realizat în tehnica de proiectare la comandă — MONOCIP, precum și rezultatele experimentale obținute.

CZ 681.332 : 621.375

ANALIZA DEFECTELOR

CAPSULE PLASTICE

SEM

Prisecaru, S. ș.a. : Tehnici utilizate în analiza de defecte a circuitelor MOS.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 1, martie 1986, p.20

În lucrare sînt prezentate două tehnici de deschidere a capsulelor plastice în vederea analizelor la SEM.

CZ 621.396.622 : 535.2

FOTOTRIGGER

FOTODETECTOR INTEGRAT

Hagimă, D. ș.a. : Fotodetector pentru nivele foarte reduse de iluminare — o nouă etapă în completarea seriei de fotodetectoare de sensibilitate ridicată.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr.1, martie 1986, p.22

În scopul obținerii unor fotodetectoare pentru nivele foarte reduse de iluminare, s-a studiat și experimentat integrarea pe același cip cu elementul de detecție a unor circuite de amplificare. Lucrarea prezintă datele de proiectare și performanțele unui fotodetector integrat, compus dintr-o fotodiodă, un trigger Schmitt și etaje de amplificare și compensare termică.

CZ 621.3.09 : 669.7

TRADUCTOR DE PRESIUNE

SILICIU

Muntean, M. ș.a. : Senzor piezorezistiv pe siliciu monocristalin.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr.1, martie 1986, p.25

Se prezintă tehnologia în care a fost realizat un senzor piezorezistiv pe siliciu monocristalin de tip n, în tehnologie planară.

CZ 621.385.2 : 621.316.7

DIODA DE MICROUND

PROFIL HIPERABRUPT

DUBLĂ DIFUZIE

Crăciunoiu, F. ș.a. : Varactor hiperabrupt dublu difuzat pentru banda X.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 1, martie 1985, p. 27

Lucrarea prezintă modelarea matematică și modul de realizare tehnologică pentru o diodă varactor hiperabrupt pentru banda X. S-au obținut o rată de acord mai mare de 5, un maxim de sensibilitate de 1,3 și 18 GHz frecvența de tăiere.

CZ 621.315.6 : 621.319.5

MONTAJ PE SUPRAFAȚĂ

COMPONENTE MICROMINIATURĂ

Georgescu, M. : Asamblarea prin montare pe suprafață — o nouă eră a montajului în electronică.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr.1, martie 1986, p. 30

După introducerea cablajelor imprimate, montarea pe suprafață constituie a doua mare schimbare în montajul componentelor electronice. Lucrarea prezintă realizări și perspective în această tehnologie, pe plan mondial și în țară.

CRONICA

Secția 2300 — Diode și tiristoare, la 15 ani de existență.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRINA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTU-NEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCASU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNAȘESCU, redactor responsabil.

Redactor principal : VIORICA ANASTASESCU
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ ПРЕМИРОВАННЫХ РАБОТ

УДК 537.311: 621.316

МОЩНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ КОНТАКТЫ ПАЯНЫЕ, СПЛАВЛЕННЫЕ, ПРЕС- СОВАННЫЕ

Петру, Д.: Электрическое, термическое и механическое контактирование мощных кремниевых полупроводниковых приборов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 6

Работа представляет сравнительные технико-экономический анализ методов электрического, термического и механического контактирования мощных полупроводниковых приборов: пайка, сплав, прессование, а также и гибридные варианты. Выявлены преимущества, ограничения, перспективы и области применения рассмотренных методов.

УДК 621.377.4

НМОП ПОЛИКРЕМНИЕВЫЙ ЗАТВОР СТАТИЧЕСКОЕ ЗАПОНИМАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО *Желеа, Э.* и др.: НМОП технология, поликремниевый затвор для запоминающего устройства 1 кбит, MMN 2102.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 10

В этой работе представлена технология для создания статического запоминающего устройства 1кбит.

УДК 621.3.012: 621.317.7

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ ДЕЛИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ТЕХНИКА ECL

Филимон, Т. и др.: Схемы делители частоты, выполненные в технике ECL.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 12

Представлен процесс создания первых интегральных микросхем делителей частоты, применяемых до 200 МГц. Работа представляет так особенности схемы, как и принятые технологические решения.

УДК 621.396.6: 538.5

ГИБРИДНЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТЕХНОЛОГИЯ ТОНКИХ СЛОЕВ ЕДИНОЕ УСИЛЕНИЕ

Попеску, В.: Гибридный дифференциальный усилитель высокой точности с единым усилением.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 14

В работе представлен гибридный усилитель высокой точности с единым усилением. Рассмотрены возможности выполнения схемы. Описываются технологические условия создания в технологии тонких слоев. Полученные электрические параметры сравниваются с параметрами, соответствующими опорной модели. Окончательно даны несколько типических применений схемы.

УДК 621.316.5: 621.316.7

ИНТЕГРАЛЬНАЯ МИКРОСХЕМА РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ ДЕТЕКТОР ИНЦИДЕНТОВ

Попеску, А. Э. и др.: Интегральная микросхема для регулятора напряжения с детектором инцидентов для автомашин.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 18

Работа представляет описание схемы интегральной микросхемы регулятора для автомашин с детектором инцидентов, выполненного в технике проектирования

по заказу — МОНОЧИП, а также и полученные экспериментальные результаты.

УДК 681.332: 621.375

АНАЛИЗ ДЕФЕКТОВ ПЛАСТМАССОВЫЕ КОРПУСЫ

Присекару, Э. и др.: Техники, использованные в микроэлектронике для анализа дефектов МОП интегральных микросхем.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 20

В работе представлены две техники открытия пластмассовых корпусов ввиду анализа SEM.

УДК 621.396.622: 535.2

ФОТОТРИГГЕР ИНТЕГРАЛЬНЫЙ ФОТОДЕТЕКТОР

Хаджимэ, Я. и др.: Фотодетектор для очень сокращенных уровней освещения — новый этап в дополнении серии фотодетекторов повышенной чувствительности.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 22

Для получения фотодетекторов для очень сокращенных уровней освещения изучено и экспериментировано интегрирование на одном чипе с элементом детекции схем усиления. Работа представляет данные проектирования и достигнутые результаты интегрального фотодетектора, составленного из фотодиода триггера Шмидт и каскада усиления и термической компенсации.

УДК 621.3.09: 669.7

ДАТЧИК ДАВЛЕНИЯ КРЕМНИЙ

Мунтеан, М. и др.: Пьезорезистивный датчик на монокристаллическом кремнии.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 25

Представляется технология для создания пьезорезистивного датчика на монокристаллическом кремнии, в планарном технологии.

УДК 621.385.2: 621.316.7

МИКРОВОЛНОВЫЙ ДИОД ГИПЕРКРУТОЙ ПРОФИЛЬ ДВОЙНАЯ ДИФфуЗИЯ

Кречуню, Ц. и др.: Двойно-диффузионный гиперкрутой варактор для X полосы.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 27

Работа представляет математическое моделирование и способ технологического создания одного гиперкрутого варактора для X полосы. Получены отношение максимальной емкости к минимальной емкости больше 5, максимум чувствительности 1,3 и 18 ГГц частоты среза.

УДК 621.315.6: 621.319.5

ПОВЕРХНОСТНЫЙ МОНТАЖ МИКРОМИНИАТЮРНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

Дэсфордеску, М.: Сборка поверхностным монтажом — новый этап монтажа в электронике.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 1, март 1986 г., стр. 30

После введения печатных плат, поверхностная сборка является вторым большим изменением в сборке электронных компонентов. Работа представляет достижения и перспективы в этой технологии, на мировом уровне и в стране.

ХРОНИКА

ЦЕХ 2300 — Диоды и тиристоры, 15 лет с существования.

INHALT

DK 537.311 : 621.316

LEITARTIKEL
LISTE DER PRÄMIERTEN ARBEITEN
LEISTUNGSHALBLEITERVORRICHTUNGEN
GELÖTETE, LEGIERTE, GEPRESSTE KONTAKTE

Petru, D.: Die elektrischen, thermischen und mechanischen Kontaktierung der Silizium-Leistungshalbleitervorrichtungen.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 6

Die Arbeit beschreibt eine vergleichende technisch-ökonomische Analyse der Methoden der elektrischen, thermischen und mechanischen Kontaktierung der Leistungshalbleitervorrichtungen: Lötten, Legieren, Pressen, sowie auch hybride Varianten. Es werden die Vorteile, Grenzen, Aussichten und Anwendungsbereiche der analysierten Methoden hervorgehoben.

DK 621.377.4

NMOS
DIE POLYSILIZIUM-TORSCHALTUNG
STATISTISCHE SPEICHER

Jelea, S. u.a.: NMOS — Technologie, die Polysilizium-Torschaltung für den 1 kbit — Speicher, MMN 2102.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 10

In dieser Arbeit wird die Technologie, in der der statische Speicher von 1 kbit verwirklicht wurde, dargestellt.

DK 621.3.012 : 621.317.7

INTEGRIERTE SCHALTKREISE
FREQUENZTEILER
DIE ECL-TECHNIK

Filimon, T. u.a.: In der ECL-Technik verwirklichte Frequenzteiler-Schaltkreise.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 12

Es wird der Herstellungsprozess der ersten bis zu 200 MHz einsetzbaren, integrierten Frequenzteiler-Schaltkreise dargestellt. Die Arbeit beschreibt sowohl die Eigenheiten des Schaltkreises, als auch die angenommenen technologischen Lösungen.

DK 621.396.6 : 538.5

HYBRIDER DIFFERENZVERSTÄRKER
TECHNOLOGIE DER DÜNNEN SCHICHTEN
UNITÄRER VERSTÄRKUNGSGRAD

Popescu, B.: Hybrider Differenzverstärker von hoher Genauigkeit mit unitärem Verstärkungsgrad.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 14

In der Arbeit wird ein hybrider Verstärker von hoher Genauigkeit mit unitärem Verstärkungsgrad dargestellt. Es werden die Möglichkeiten der Verwirklichung des Schaltkreises untersucht. Es werden die technologischen Herstellungsbedingungen in der Technologie der dünnen Schichten beschrieben. Die erhaltenen elektrischen Parameter werden mit denen, die dem Referenzmoment entsprechen, verglichen. Am Ende werden einige typische Anwendungen des Schaltkreises gegeben.

DK 621.316.5 : 621.7

INTEGRIERTER SCHALTKREIS
SPANNUNGSREGLER
INZIDENZ-DETEKTOR

Popescu, A. C. u.a.: Integrierter Schaltkreis für Spannungsregler mit Inzidenz-Detektor für Kraftfahrzeuge.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 18

Die Arbeit beschreibt das Schema des integrierten Schaltkreises für Kraftfahrzeug-Regler mit Inzidenz-Detektor, verwirklicht in der Technik des Entwurfs auf Bestellung — MONOCHIP, sowie die erhaltenen experimentellen Ergebnisse.

DK 681.332 : 621.375

DEFEKTENANALYSE
KUNSTSTOFFKAPSELN
SEM

Prisecaru, S. u.a.: Techniken, die bei „Microelectronica“ in der Defektenanalyse der MOS-Schaltkreise eingesetzt werden.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 20

In der Arbeit werden zwei Öffnungstechniken der Kunststoffkapseln angesichts der Analysen bei SEM dargestellt.

DK 621.396.6 22 : 355.2

FOTOTRIXGER
INTEGRIERTER FOTODETEKTOR

Hagimă, D. u.a.: Fotodetektor für sehr niedrige Beleuchtungsniveaus — eine neue Etappe in Ergänzung der Serie von hochempfindlichen Fotodetektoren.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 22

Zum Zweck des Erhaltens einiger Fotodetektoren für sehr niedrige Beleuchtungsniveaus, wurde die Integration auf demselben Chip mit dem Nachweiselement einiger Verstärkerschaltkreise studiert und erprobt. Die Arbeit beschreibt die Entwurfsdaten, die Kenngrößen eines integrierten Fotodetektors, der aus einer Fotodiode, einem Schmitt-Trigger und Verstärker — und thermische Kompensationsstufen besteht.

DK 621.3.09 : 669.7

DRUCKWANDLER
SILIZIUM

Muntean, M. u.a.: Piezoresistiver Sensor auf Einzelkristall-Silizium.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 25

Es wird die Technologie, in der ein piezoresistiver Sensor auf n-Einzelkristall-Silizium, in Planartechnologie verwirklicht wurde, dargestellt.

DK 621.385.2 : 621.316.7

MIKROWELLENDIODE
HYPERSTEILES PROFIL
DOPPELDIFFUSION

Crăciunoiu, F. u.a.: Hypersteiler doppeldiffundierter Varaktor für das X-Band.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 27

Die Arbeit beschreibt die mathematische Gestaltung und die Art und Weise der technologischen Verwirklichung für eine hypersteile Varaktor-Diode für das X-Band. Es wurden eine Abstimmungsrate grösser als 5, ein Empfindlichkeitsmaximum von 1,3 und 17 GHz Grenzfrequenz erhalten.

DK 621.315.6 : 621.319.5

MONTAGE AUF DER OBERFLÄCHE
MIKROMINIATUR-BAUELEMENTE

Georgescu, M.: Der Zusammenbau durch die Montierung auf der Oberfläche — eine neue Ära der Montage in der Elektronik.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 1, März 1986, S. 30

Nach der Einführung der Leiterplatten, stellt die Montierung auf der Oberfläche die zweite grosse Änderung in der Montage der elektronischen Bauelemente dar. Die Arbeit beschreibt Verwirklichungen und Aussichten in dieser Technologie, auf Weltebene und im Inland.

CHRONIK

Abteilung 2300 — Dioden und Thyristoren, bei 15 Existenzjahren.

CONTENTS

EDITORIAL

LIST OF AWARDED PAPERS

DC 537.311 : 621.316

POWER SEMICONDUCTORS DEVICES SOLDERED, ALLOYED, PRESSED CONTACTS

Petru, D. : Electric, thermic and mechanical connection of the silicon power semiconductor devices.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 6

The paper deals with a comparative technical-economic analysis of the methods for electric, thermic and mechanical connection of the power semiconductor devices soldering, alloyage, pressing as well as hybrid variants. The advantages, limitations, perspectives and fields of application of the analysed methods are emphasized.

DC 621.377.4

NMOS

POLY SILICON GATE STATIC MEMORY

Jelea, S. a.o. : NMOS technology, the NMOS poly silicon gate, for the 1 Kbit memory, MMN 2102.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 10

This paper deals with the technology in which the 1 Kbit static memory was produced.

DC 621.3.012 : 621.317.7

INTEGRATED CIRCUITS FREQUENCY DIVIDER ECL TECHNOLOGY

Filimon, T. a.o. : Frequency dividing circuits produced in the ECL Technology.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 12

The paper deals with the achievement of the first frequency dividing integrated circuits to be used up to 200 MHz. The paper presents both the circuit characteristics and the adopted technological solutions.

DC 621.396.6 : 538.5

HYBRID DIFFERENTIAL AMPLIFIER THIN FILM TECHNOLOGY UNITARIAN GAIN

Popescu, B. : High precision hybrid differential amplifier with unitarian gain.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 14

The paper deals with a high precision hybrid amplifier with unitarian gain. It analyses the possibilities of producing the circuits. It describes the technological conditions of production in the thin film technology. The electric parameters which are obtained are compared to those corresponding to the moment of reference. Finally, it gives some typical applications of the circuit.

DC 621.316.5 : 621.316.7

INTEGRATED CIRCUIT VOLTAGE REGULATOR INCIDENT DETECTOR

Popescu, A. C. a.o. : Integrated circuit for voltage regulator with an incident detector for motor vehicles.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 18

The paper presents a description of the diagram of the integrated circuit for voltage regulator with an incident detector produced according to the MONOCHIP CUSTOM design technology, as well as the experimental results that have been obtained.

DC 621.332 : 621.375

ANALYSIS FAILURE PLASTIC CASES SEM

Prisecaru, S. a.o. : Technologies used in failure analysis.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 20

The paper presents two technologies of opening the plastic cases in view of the SEM analysis.

DC 621.396.622 : 535.2

PHOTOTRIGGER INTEGRATED PHOTODETECTOR

Hagiă, D. a.o. : Photodetector for very low light levels, a new stage in completing the series of high sensibility photodetectors.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 22

For the purpose of obtaining photodetectors for very low light levels, we have studied and experimented the integration on the same chip with the detection element of some amplification circuits. The paper presents the planning data and the performances of an integrated photodetector, made up of a photodiode, a Schmitt Trigger, gain stages and thermic compensation stages.

DC 621.3.09 : 669.7

PRESSURE TRANSLATOR SILICON

Munteanu, M. a.o. : Monocrystalline silicon piezoresistive sensor.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 25

The paper deals with the technology in which a monocrystalline silicon piezoresistive sensor was produced, in planar technology.

DC 621.335.2 : 621.316.7

MICROWAVE DIODE HYPERABRUPT PROFILE DOUBLE DIFFUSION

Crăciunoiu, F. a.o. : Double diffused hyperabrupt varactor in the X band.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 27

The paper presents the mathematical modelation and the way of technological achievement of a hyperabrupt varactor diode in the X band. It has been obtained a ratio of the maximum — minimum capacity higher than 5, a maximum of 1,3 for its sensitivity and the cut-off frequency of 18 GHz.

DC 621 315.6 : 621.319.5

SURFACE ASSEMBLING MICROMINIATURE COMPONENTS

Georgescu, M. : Assembling by surface mounting — a new era of montage (assembling) in electronics.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 1, March 1986, p. 30

After introducing the printed circuits, the surface assembling becomes the second great change in the assembling of the electronic components. The paper presents achievements and perspectives in this technology in our country and abroad.

CHRONICLE

2300 Department — Diodes and thyristors after 15 years of existence.

SOMMAIRE

EDITORIAL

LISTE DES OEUVRES LAURÉATS

CD 537.311 : 621.316

DISPOSITIFS SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE
CONTACTS COLLES ALLIÉS COMPRIMÉS

Pelru, D. : Connexion électrique, thermique et mécanique des dispositifs semi-conducteurs de puissance à silicium.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 6

L'ouvrage présente une analyse technique-économique comparative des méthodes de connexion électrique, thermique et mécanique des dispositifs semi-conducteurs de puissance: jonction, alliage, pressage et les variantes hybrides. On met en relief les avantages, les limitations, les perspectives et les domaines d'application des méthodes analysées.

CD 621.377.4

NMOS
CIRCUIT PORTE DE POLYSILICIUM
MEMOIRE STATIQUE

Jelea, S. et a. : Technologie NMOS, circuit porte de polysilicium pour la mémoire d'un Kbit. MMN 2102.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 10

Dans cet ouvrage est présentée la technologie dans laquelle a été réalisée la mémoire statique d'un Kbit.

CD 621.3.012 : 621.317.7

CIRCUITS INTEGRES
DIVISEUR DE FREQUENCE
TECHNIQUE ECL

Filimon, T. et a. : Circuit diviseurs de fréquence réalisés en technique ECL.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 12

On présente le processus de réalisation des premiers circuits intégrés diviseur de fréquence utilisables jusqu'à 200 MHz. L'ouvrage présente les particularités du circuit que les solutions technologiques adoptées.

CD 621.396.6 : 538.5

AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL HYBRIDE
TECHNOLOGIE DES COUCHES MINCES
GAIN UNITAIRE

Popescu, B. : Amplificateur différentiel hybride de haute précision avec gain unitaire.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 14

Dans l'ouvrage est présenté un amplificateur hybride de haute précision avec gain unitaire. On analyse les possibilités de réalisation du circuit. On décrit les conditions technologiques de fabrication dans la technologie des couches minces. Les paramètres électriques obtenus sont comparés à ceux qui correspondent au moment de référence. Finalement on donne quelques applications typiques du circuit.

CD 621.316.5 : 621.316.7

CIRCUIT INTÈGRÉ
RÉGULATEUR DE TENSION
DÉTECTEUR D'INCIDENTS

Popescu, A. C. et a. : Circuit intégré pour régulateur de tension à détecteur d'incidents pour automobile.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 18

L'ouvrage présente une description du schéma du circuit intégré pour régulateur auto avec détecteur d'incidents

réalisé dans la technique — MONOCIP, ainsi que les résultats expérimentaux obtenus.

CD 681.332 : 621.375

ANALYSE DES DEFAILLANCES
SEM
CAPSULES PLASTIQUES

Prisecaru, S. et a. : Technique utilisés pour analyser des défauts des circuits MOS.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 20

L'ouvrage présente deux techniques de l'ouverture des capsules plastiques pour l'analyse à SEM.

CD 621.396.622 : 535.2

PHOTOTRIGGER
PHOTODÉTECTEUR INTÉGRÉ

Hagimă, D. et a. : Photodétecteur pour les niveaux très réduits d'éclairage — une nouvelle étape pour compléter la série des photodétecteurs de haute sensibilité.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 22

Pour obtenir des photodétecteurs pour les niveaux très réduits d'éclairage, on a étudié et expérimenté l'intégration sur la même chip avec l'élément de détection des circuits d'amplification. L'ouvrage présente les données de projection et les performances d'un photodétecteur intégré, composé d'une photodiode, un trigger Schmidt et des étages d'amplification et compensation thermique.

CD 621.3.09 : 669.7

TRADUCTEUR DE PRESSION
SILICIUM

Muntean, N. et a. : Sensor piézorésistif sur le silicium monocristalin.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 25

On présente la technologie dans laquelle a été réalisé un sensor piézorésistif sur le silicium monocristalin et technologie planaire.

CD 621.385.2 : 621.316.7

DIODE DE MICRO-ONDES
PROFIL HYPERABRUPT
DOUBLE DIFFUSION

Crăciunoiu, F. : Varacteur hyperabrupt double diffusé pour la bande X.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 27

L'ouvrage présente le modelage mathématique et le mode de réalisation technologique pour une diode varacteur hyperabrupt pour la bande X. Le rapport entre la capacité maximale et minimale est plus grand que 5, un maximum de sensibilité de 1,3 et 18 GHz la fréquence de coupure.

CD 621.315.6 : 621.319.5

MONTAGE DE SURFACE
COMPOSANTS MICROMINIATURE

Georgescu, M. : L'assemblage par montage à surface — une nouvelle étape du montage en électronique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 1, mars 1986, p. 30

Après l'introduction des câblages imprimés le montage à surface constitue le 2-ème grand changement en montage des électroniques. L'ouvrage présente des réalisations et perspectives dans cette technologie sur le plan mondial et dans notre pays.

CHRONIQUE

Séction 2300 — Diodes et tiristors, a 15 ans d'existence.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică (I.C.P.E.) Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei nr. 133,

telefon 50.40.90, int. 475 și 695 ; plata abonaamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301660501 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale.

Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „LEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26



Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informația”
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2061

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica și electronica nr. 1

Conferința anuală de semiconductoare (CAS) ediția a 8-a (1985)



Prin excepție de la regula Timișului-de-Sus, dar cu păstrarea nealterată a spiritului de excelență tehnică, cea de a 8-a ediție (1985) a Conferinței anuale de semiconductoare (CAS) s-a desfășurat la hotelul Teleferic din Poiana Brașov, între 9 și 12 octombrie. Ca și în anii trecuți, conferința a fost organizată de Comisia inginerilor și tehnicienilor din CCSIT-S și a fost inclusă în planul acțiunilor științifice fără participare internațională aprobat de CNST.

Numărul total de participanți a fost 320 (aproximativ la nivelul anului 1984), împărțit pe cele 4 unități cu pondere mare de participare (CCSIT-S, IPRS, IPB, MICROELECTRONICA) conform graficului cu bare din figura 1.

în 1984. Din acestea, printr-o procedură de selecție superior organizată, cu analizarea lucrărilor în 4 subcomitete de specialitate, s-au reținut 135 lucrări. Organizatorii au participat cu 50 lucrări, ajungând astfel la nivelul de dinaintea desprinderii Microelectronicii — un semn îmbucurător privind refacerea capacității.

Programul Conferinței a fost riguros întocmit pentru asigurarea condițiilor optime de prezentare orală; ținând seama de experiența anilor trecuți și observând uzanța la care s-a ajuns pe plan mondial, alcătuirea secțiunilor și selecția lucrărilor s-a făcut astfel încât să nu se depășească cifra de 8 lucrări/secțiune. În total au fost 13 secțiuni, din care 3 de tehnologie (una din ele de tehnologie MOS), cîte o secțiune de caracterizare, analiză și modelare, CAD, circuite integrate, microunde, fiabilitate, aplicații, o secțiune dedicată secției 2300 (diode și tiristoare) din IPRS — Băneasa și o secțiune POSTER; aceasta din urmă a fost, evident, exceptată de la regula celor 8 lucrări.

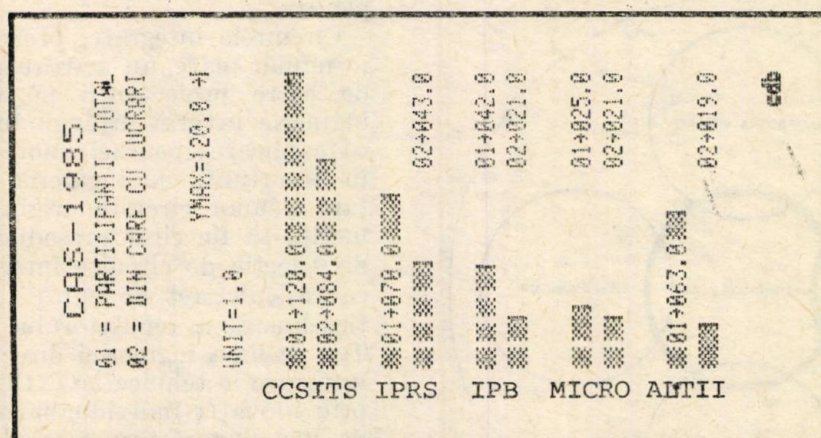


Fig. 1 — Participarea pe unități, total, din care cu lucrări acceptate.

Grație prestigiului câștigat, dar și activității neobosite a managerilor ei, inginerii Doina Vancu, Marius Bizu și Sergiu Iordănescu, CAS—1985 a înregistrat o cifră-record de lucrări primite: 275, cu 37 % mai multe decât

Lucrările regulate au fost publicate în volumul „LUCRĂRILE CONFERINȚEI ANUALE DE SEMICONDUCTOARE” de 594 pagini, tipărit în 500 exemplare prin tehnica foto-offset, la Combinatul poligrafic „Casa

Științei". Volumul, într-o formă de prezentare competitivă, a fost disponibil participanților la deschiderea Conferinței. Lucrările invitate, multiplicat electrostatic (Canon) la CCSIT-S și legate într-un volum de 97 pagini au fost, de asemenea, disponibile la Conferință (într-un tiraj redus însă: 40 exemplare). Programul tipărit al Conferinței a fost disponibil, în cantități suficiente, cu o săptămână înaintea Conferinței.

Conferința a înregistrat un succes deosebit, atât științific, cât și organizatoric și a fost apreciată în mod repetat de participanți ca cea mai consistentă manifestare științifică în domeniul electronicii, la nivelul țării. Așa cum s-a apreciat în deschiderea Conferinței, CAS are un rol din ce în ce mai vizibil nu numai în activitatea tehnico-științifică de urmărire a liderilor, dar și în cercetarea domeniului pe fronturile avansate ale cunoașterii.

Secțiunile de comunicare

Lucrările au început cu o *secțiune generală*, în după-amiaza zilei de 9 octombrie, în care au fost incluse 7 lucrări din cele 12 lucrări invitate ale Conferinței, selectate pe baza criteriului largimii interesului de audiere. Între autorii invitației au fost profesorii Mihai Drăgănescu („Ce devine electronica?”), Alexandru Timotin („Cimpul electrodifuzia staționar”) și Edmond Nicolau („Multiplele căi ale ingineriei cunoașterii”), a căror prestigioasă prezență a confirmat, prin ea însăși, valoarea deosebită a Conferinței.

Între lucrările prezentate în secțiunea generală care au suscitat discuții și reverberații lungi (unele încă nestinse) a fost „Reprofilarea învățământului superior de electroni-

că pentru cerințele erei microprocesoarelor” (C. Bulucea), din care se reține în acest editorial imaginea mult-dorită a unei facultăți de electronică cu (micro)calculatoarele în centru și cu semiconductoarele recunoscute ca direcție de specializare în cadrul Institutului Politehnic din București.

Secțiunea generală a cuprins, ca lucrări de „bornă kilometrică” ale progresului parcurs, „Tehnologia NMOS cu poartă de siliciu pentru memoria statică de 1 kbit” (S. Jelea și coautori, de la MICROELECTRONICA) și „Circuite divizoare de frecvență realizate în tehnica ECL” (S. Filimon și coautori, de la I.P.R.S.).

La deschiderea Conferinței au participat, în prezidiu, dr. ing. Ioan Bătrina, directorul CCSIT-S, prof. Adelaida Mateescu, prorector al Institutului Politehnic din București, prof. Gh. Rulea, decanul Facultății de Electronică și telecomunicații, prof. Mihai Drăgănescu, șeful catedrei de dispozitive și circuite electronice, membru corespondent al Academiei R.S.R. și prof. Radu Grigorovici, membru corespondent al Academiei R.S.R.

Secțiunile regulate au reflectat, ca și în anii trecuți, orientarea activității de cercetare din Platforma Băneasa spre probleme de tehnologie, automotivația și strădaniile inginerilor noștri de a menține continuitatea fabricației de semiconductoare în condiții dificile de asigurare cu materiale, mașini și facilități tehnologice fine, pe măsura fineții și perfecțiunii de cristal a componentelor semiconductoare. Între problemele care amenință cel mai vizibil calitatea și eficiența fabricației integrate de semiconductoare, lucrările și dezbaterile de la CAS au relevat gradul de perfecțiune departe de a fi satisfăcător al materialului monocristalin de plecare.

Circuitele integrate, prezente la CAS—1985 în număr mare, au marcat combinarea iscusită de către proiectanții noștri, a practicilor de inginerie inversă (ajungându-se la rafinamente ca explicarea genezei unor circuite nedescrise în literatură), cu ingineria directă, de proiectare a unor circuite originale. În acest sens, merită să fie citat președintele subcomitetului de selecție de circuite integrate, care a calificat ca un „act de curaj” abordarea monolitică-liniară a regulatorului auto (ROB 8140). Tot pe linia ingineriei directe, posibilitățile de integrare în tehnica MONOCIP au fost extinse, prin inovația individualizării a 2 măști în loc de una singură (generatorul de funcții ROB 8125).

Legat tot de circuitele integrate, secțiunea de fiabilitate a prezentat microfotografii cu patru straturi de materiale, revelate cu baleaj de electroni, a unor dispozitive MOS avansate și o tehnică de deschidere originală, nechimică, a capsulelor plastice,

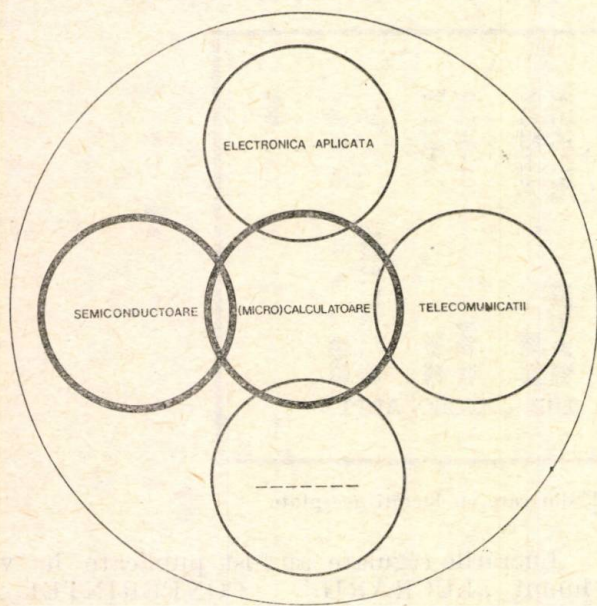


Fig. 2 — Profilele de specializare ale facultății de electronică (propunere prezentată la CAS—1985).

Din restul secțiunilor se citează, cu intenția de a atrage atenția asupra importanței domeniului, două lucrări de traductoare solide și lucrarea invitată asupra aceluiași subiect (M. Bodea). Tot cu intenția de a marca o problemă serioasă, programul Conferinței a conținut o sinteză asupra dispozitivelor cu montare de suprafață (SMD) a căror apariție, în forță, pe plan mondial, plasează capsula clasică de circuite integrate (DIL) în categoria „capsulă care a fost” (IEEE Spectrum, 1985).

În sfârșit, și nu mai puțin important, programul CAS-1985 a conținut secțiunea specială „Secția 2300—IPRS”, dedicată jubileului de 15 ani a uneia din cele mai valoroase echipe de specialiști din zonă — „echipa de putere” (diode și tiristoare) a Platformei. În susținerea ei s-a deplasat la Poiana-Brașov directorul întreprinderii, ing. A. Vătășescu, care a completat și comentat cu realismul și umorul caracteristic, prezentarea șefului secției, fiz. M. Iosif.

Secțiunea POSTER

Secțiunea POSTER, organizată prin activitatea susținută a inginerului E. Vasile a cuprins 36 lucrări, într-o tehnică nouă de afișare, cu panouri ușor transportabile și recuperabile. Modul de prezentare prin afișare s-a dovedit, din nou, a fi practic și eficient.

Mesele rotunde

Urmind linia edițiilor precedente, programul Conferinței a cuprins două mese rotunde.

Masa rotundă „Cum vorbim și cum scriem în electronică?” (moderator: C. Bulucea) a suscitât un interes cu totul deosebit, problema terminologiei de electronică fiind acută — v. mozaicul de termeni de tehnologie din figura 3.

MOZAIC TEHNOLOGIC CAS

V-MOS (82)	CCD (78)	STELA (84)
ASTRO (82)	LIFT-OFF (80)	EBIC (79)
BI-MOS (82)	MONOCIP (80)	
BI-FET (84)	EBIC (79)	C-MOS (84)
	LSI (78)	ETAS (82)
RESURF (84)	DLTS (80)	N-MOS (85)
IL (82)	CVD (81)	SIT (82)
SID-80 (82)	DIGLAY/CINLAY (80)	GTO (82)
GLASIVARE (79)	LTCVD (82)	
	μSTRIP (82)	OBREJIRE (85)
CAD (78)	SPICE (79)	
	MOS-E/D (82)	
EPIBAZA (84)	ECL (85)	MADS (85)
	C-V/C-t (83)	
OCVD (80)	AlGaAs (80)	
	SPIN-ON (80)	

Fig. 3 — Mozaic de termeni — tehnologii de electronică (în paranteză: anul lansării la CAS).

Textul de provocare a mesei rotunde a semnalat producerea inutilă și regretabilă a unor „atrocități verbale” ca *fitarea de parametri*, *chipul de siliciu*, *acuratețea aerului*, *minicalculator de buzunar*, *conexiune inversă* etc., unele din acestea fiind generate sau folosite chiar de electroniști din Platforma Băneasa. S-a apreciat faptul că inconsistența noastră în terminologie, mai ales în ceea ce scriem, poate genera un adevărat haos informațional în afara zonei, ajungând până la inducerea în eroare a avizatorilor și planificatorilor de alte formații profesionale decât electronica (v. folosirea profund incorectă din punct de vedere științific și dăunătoare informațional a termenului „nisip compactizat” pentru monocristalul de siliciu, sau persistența unor scriitori și traducători în folosirea „așchii” sau „pastilei” pentru ceea ce, de cel puțin 10 ani, s-a acceptat să se numească cip — termen nou în limba română).

Evident, nu există normative care să îi sancționeze pe autorii unor scrieri incorecte din punctul de vedere al terminologiei folosite. Obligația moștenirii rădălețiene, a însuși faptului că pe aceste meleaguri s-a creat *Lexiconul Tehnic Român* în 19 volume, ar trebui să îi oblige însă la consistență tehnică și lingvistică în exprimare pe cei care, abuzind de dreptul asupra unei hirtii care suportă orice, chiar scriu orice.

Dezbaterile la această masă rotundă au fost aprinse și s-au prelungit mult după închiderea formală a discuțiilor. Participanții au insistat ca problema cercetării tehnico-lingvistice a terminologiei de electronică — în ultimă instanță editarea unui lexicon de electronică — să facă obiectul unei activități permanente finanțate prin contract. De asemenea, pe adresa secretariatului s-au primit mai multe cereri de punere în discuție și standardizare a unor termeni aparent intraductibili (burn-in, lift-off, lay-out, latch, bus, LED, RAM, ROM, PROM, DOS, TROS etc.). În general, opiniile exprimate au fost convergente în direcția dorinței de a se contribui la formarea limbajului tehnic în domeniul electronicii ținând seama de spiritul limbii române, dar și de existența unor termeni americani acceptați *de-facto* în toată lumea.

Discuțiile la această masă rotundă au fost stimulate prin participarea activă la dezbateri a profesorului Radu Grigorovici („Să nu preluăm formulări barbare, ca „Institute for Amorphous Studies”), a cercet. șt. Tatiana Țugulea, de la Institutul de cercetări lingvistice și a profesorilor Alexandru Timotin, Andrei Țugulea, președintele subcomitetului tehnic de terminologie al Comitetului Electrotehnic Român și Ioan Teodorescu.

Masa rotundă „Cum vom proiecta și genera desenele circuitelor integrate în anii '86—'90?” (moderator: H. Profeta) a pus în discuție în-

trebarea din titlu fără să se poată ajunge însă la răspunsuri convergente.

Aspecte organizatorice, alte activități

Ca și în trecut, Conferința a fost organizată pe principiul unui comitet de organizare lucrativ, cu atribuții definite pe persoane. Ca o perfecționare față de edițiile precedente s-a introdus funcția de președinte al programului tehnic, care a revenit dr. ing. Radu Bârsan.

Secretariatul Conferinței a fost asigurat de Mihaela Ioniță și Lidia Popescu la București și de Marina Stancu, economistă, ajutată de Gabriela Năstă și Domnica Petuhov la Poiana Brașov.

Facilitățile tehnice ale Conferinței au funcționat ireproșabil, problemele, nu ușoare, de asigurare cu proiectoare bune, ecrane etc. fiind ca și inexistente pentru participanți, mulțumită eforturilor și priceperii inginerului Calistrat Tuduciu, „mecanicul-șef” al Conferinței.

„Gazeta CAS”, cu apariții zilnice, a fost realizată în acest an de inginerii F. Roiu, S. Puchianu și M. Voiculescu, cu inspirație și promptitudine, care au concentrat maximum de atenție în zona de detentă a hotelului.

În două seri, după terminarea programelor tehnice, cineclubul CCSIT—S (V. Ilian, M. Ilie, N. Chirțăș și C. Feche) a prezentat filmul „CAS—1984”, cu completări de diapozitive susținute de G. Rizeanu (fotografie artistică, S. Bircă-Gălățeanu (China), R. Grigorevici și C. Bulucea (Japonia).

Expozițiile de realizări ale CCSIT—S (F. Brădău și M. Badea), brevete de invenții (E. Vasile) și lucrări publicate în străinătate (G. Brezeanu și E. Vasile) au contribuit la recrearea, la Poiana Brașov, a unui microclimat tehnic

favorabil popularizării realizărilor participanților.

Transportul și cazarea/masa au revenit ITHR—București și, respectiv ITHR—Brașov, nu însă fără unele peripeții ale participanților, rezolvate prompt, de chimista Gabriela Mihai, delegata Comitetului de organizare pentru aceste probleme.

Afișul CAS—1985, prima circulară și coperta „Lucrărilor CAS—1985” au fost realizate, la nivelul de profesionalism cunoscut, de graficianul N. Corneliu.

Concluzii și remarci finale

CAS—1985 a fost o acțiune reușită din punct de vedere tehnico-științific și organizatoric. Dincolo de interesul pentru lucrările științifice prezentate, realizarea cea mai importantă a acestei Conferințe de-a lungul anilor a fost stimularea comunicărilor informale, pe probleme tehnice, între cercetători și grupuri de cercetători, chiar și între aceia care, fiind în organizații instituționale diferite și uneori chiar rivale din punct de vedere științific, nu comunicau între ei înainte de inventarea CAS.

Ca întotdeauna, la această ediție au fost premiate 20 din lucrările prezentate la CAS—1984, pe baza criteriilor originalității, interesului tehnic și calității de prezentare (v. lista de la pag. 5).

Numărul de față al revistei publică 11 din lucrările prezentate la Conferință, selecționate pe baza criteriului combinat al reprezentativității pentru CAS—1985 și al formei de prezentare a manuscrisului la data asamblării materialului (decembrie 1985).

Folosind prilejul acestui editorial de început de an, adresez cititorilor, din timp, „Chema-rea pentru lucrări” la CAS—1986, care va avea loc la Sinaia între 1 și 4 octombrie 1986.

Dr. ing. C. Bulucea

Președintele comitetului de organizare al CAS—1985

**Lista lucrărilor prezentate la CAS 1984 care au fost premiate
pentru originalitate, interes tehnic și calitatea prezentării
(în ordinea secțiunilor din program)**

1. 3^d RESIDUAL IMPURITIES GETTERING BY A BACKSIDE Si_3N_4 INDUCED STRESS, M. Mihăilă, CCSIT-S, M. Petrașcu, IFIN.
2. A FAILURE-SAFE POWER TIL GTO THYRISTOR, A. Silard, IPB, F. Turțudău, IPRS, N. Kosa, Metal. Tg. Mureș, M. Luca, IPRS.
3. INTRINSIC GETTERING EFFECTS IN CZ SILICON WAFERS, A. Veron, M. Stanciu, IPRS, M. Botea, ICPMS.
4. CIRCUIT TEST PENTRU TEHNOLOGIILE CMOS CU POARTA DE ALUMINIU, S. Jelea, R. Bârsan, O. Popa, μE
5. TEHNOLOGIE MOS CU POARTA AUTOLINIATĂ DIN METAL REFRACTAR UTILIZATĂ LA TETRODE MOS, M. Bădilă, CCSIT-S, T. Dunca, G. Bica, G. Bănoiu, IPRS, D. Lungu, A. Bădoiu, A. Corici, CCSIT-S.
6. PHONONS OBSERVATION FROM $1/f$ NOISE MEASUREMENTS, M. Mihăilă, CCSIT-S.
7. REZISTENȚA SPECIFICĂ A CONTACTELOR OHMICE CU STRAT DE SUPRAFAȚĂ, G. Brezeanu, C. Căbuz, IPB.
8. JFET IMPLANTAT IONIC PENTRU CIRCUITE INTEGRATE BiFET: STRUCTURA, MODELARE, APLICAȚII, G. Balaban, I. Stoichiță, D. Tulbure, IPRS.
9. AMPLIFICATORI CU REGLAJ AUTOMAT AL AMPLIFICĂRII PENTRU TELECOMUNICAȚII ROB 8154, D. Șerbănescu, CCSIT-S.
10. MIXERE DUBLU ECHILIBRATE PENTRU BANDA VHF-UHF, S. Iordănescu, G. Grădinaru, G. Sajin, A. Corici, CCSIT-S.
11. MECANISME DE DEFECTARE PENTRU CIRCUITUL INTEGRAT MMP 710, I. Profeta, S. Prisecaru, M. Dijmărescu, μE .
12. ACCELERATED AGEING OF SEMICONDUCTOR COMPONENTS, M. Băzu, L. Gălățeanu, M. Pascu, M. Tăzlăuanu, CCSIT-S.
13. TEHNICI NOI DE TESTARE A CIRCUITELOR INTEGRATE — FASCICULE DE ELECTRONI, G. Voicu, S. Prisecaru, μE .
14. SISTEM DE CARACTERIZARE PE PLACHETĂ A DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE, A. Oanea, G. Farkas, IPRS.
15. PROIECTAREA ȘI REALIZAREA TEHNOLOGICĂ A UNOR TRANZISTOARE EPIBAZA DARLINGTON DE PUTERE, NPN ȘI PNP, T. Dunca, G. Bănoiu, IPRS.
16. DIFUZIA DE STRATURI ÎNGROPATE DIN SURSE „SPIN ON”, G. Bica, A. Veron, M. Rădulescu, IPRS.
17. DUAL PORT RAM CONTROLLER, A. Olariu, CCSIT-S.
18. SERIA CMOS 4000B: CARACTERISTICI ȘI PERFORMANȚE, T. Călin, D. Catrina, I. Ardelean, μE .
19. TESTER PROGRAMABIL PENTRU MĂSURAREA ȘI ANALIZA STATISTICĂ A PARAMETRILOR DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE COMANDAT CU MICROCALCULATORUL SPECIALIZAT ETAS 40, O. Popescu, V. Popescu, L. Macri, R. Papiniu, V. Popescu, O. Bădoiu, CCSIT-S.
20. DIVIZOR DE FRECVENȚĂ 4 : 1 DE MARE-VITEZĂ, P. Popescu, C. Popescu, I. Burlăcel, C. Anton, CCSIT-S.

CZ 537.311 : 621.316

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE
CONTACTE LIPITE, ALIATE, PRESATE

Contactarea electrică termică și mecanică a dispozitivelor semiconductoare de putere cu siliciu

PETRU AL. DAN*) — BUCUREȘTI

Introducere

Contactarea electrică, termică și mecanică exercită un rol determinant asupra performanțelor tehnico-economice ale dispozitivelor semiconductoare de putere (DSP). Contactarea este asigurată de un sistem material eterogen (straturi metalice depuse pe semiconductor, aliaje metalice pentru lipirea/alierea acestuia pe suprafețe metalice, elemente metalice masive, elemente auxiliare) care trebuie să îndeplinească următoarele funcții principale: contact electric și termic foarte bun; suport mecanic pentru semiconductor. În plus, este necesară o fiabilitate cât mai ridicată a dispozitivului astfel contactat, ceea ce presupune nivele minime ale stressului mecanic și degradării structurale, intrinseci contactării și induse în semiconductor sau în celelalte materiale implicate, ca urmare a proceselor tehnologice și solicitărilor în funcționare.

În prezenta lucrare se face pentru prima dată o analiză cantitativă tehnico-economică comparativă a metodelor de contactare a DSP cu siliciu, aplicată pentru diode și tiristoare reprezentative produse în Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa, acoperind un spectru larg de puteri maxim admise $P_0 \approx 1 \div 1500$ W (P_0 definit ca puterea maximă în curent continuu la o densitate de curent de 100 A/cm² în conducție directă prin semiconductorul având aria activă S ; în primă aproximație $P_0 \sim S$), în scopul precizării unor aspecte inedite privind perspectivele și limitele acestor metode. Concluziile sînt valabile și pentru alte categorii de DSP (tranzistoare de putere, triace, diode Schottky etc.).

1. Metode de contactare a DSP

Tehnologiile DSP cu siliciu se pot clasifica după modul de contactare a semiconductorului (metalizat) cu elemente metalice adiacente [1]: a) lipirea (simbolizată în continuare prin litera L) pe cupru, nichel, oțel, alamă ș.a., cu aliaje (în general pe bază de plumb) cu temperatură de topire relativ scăzută; b) alierea (simbol — A) pe metale cu coeficienți de dilatare cit mai apropiați de ai siliciului (molibden, wolfram), cu aliaje de aluminiu și siliciu, fiind implicată dizolvarea semiconductorului în faza lichidă; c) presarea (simbol P) semiconductorului

între elemente metalice, evitîndu-se astfel un contact mecanic rigid între suprafețele adiacente. Se utilizează frecvent și variante hibride: aliere + lipire, presare + lipire, presare + aliere (simboluri — AL, PL, PA).

În figura 1 este prezentată secțiunea unei diode în capsulă press-fit realizată prin tehnologia L. Se remarcă structura extrem de simplă.

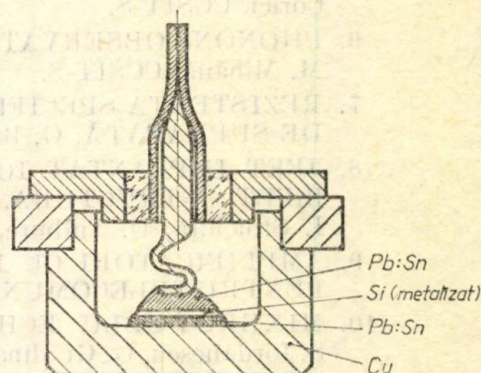


Fig. 1. Secțiunea unei diode în capsulă press-fit, realizată prin tehnologia L.

Este posibilă dizolvarea în aliajul de lipire a unui eventual strat metalic exterior depus pe semiconductor (de exemplu aur sau argint), ceea ce nu se întâmplă cu semiconductorul propriu-zis precum și cu primul strat metalic depus pe acesta (în general nichel [2]). Umectarea imperfectă conduce la formarea unor cavități în aliaj, în urma solidificării.

În figura 2 este ilustrată varianta AL pentru o diodă în capsulă tip șurub. Contactarea semiconductorului între cele două discuri de molibden este realizată în urma unui proces de aliere la care participă și semiconductorul. Faza lichidă (aluminiu și siliciu) înaintea în semiconductor pe adâncimi mari, procedeul fiind impropriu pentru dispozitive cu joncțiuni superficiale [3]. În comparație cu metoda L, contactele de tip A prezintă o aderență superioară și o densitate mult mai mică a cavităților în aliajul solidificat. Ansamblul metal/siliciu/metal obținut în urma alierii este în continuare contactat prin lipire la elementele metalice ale capsulei.

Metodele P, PA conduc la complicarea considerabilă a structurii dispozitivului. Astfel, în figura 3, pentru tiristoare realizate în tehnologia L.

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

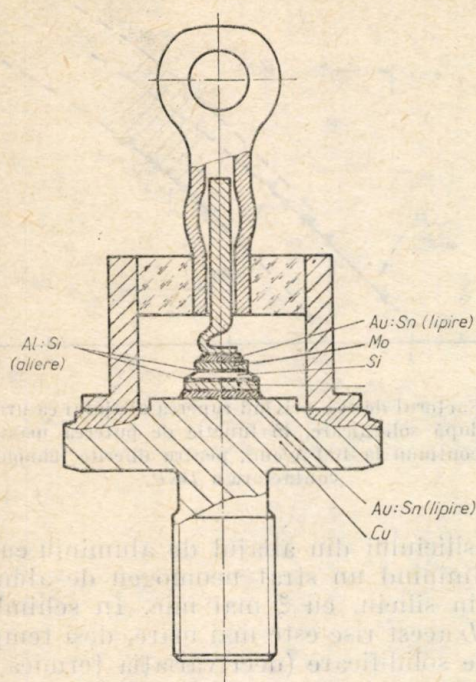


Fig. 2. Secțiunea unei diode în capsula cu șurub, realizată prin tehnologia AL.

logia *PA* și montate în diverse tipuri de capsule (ambază tip șurub — fig. 3. a, ambază plată — fig. 3. b, capsulă disc — fig. 3. c) se remarcă, în afara ansamblului siliciu/molibden aliat pe o față, prezența unor elemente metalice pentru contact (inclusiv pentru preluarea oricăror denivelări ale suprafețelor ansamblului amintit, prin intermediul unui strat moale, de exemplu folie de argint), elemente elastice pentru asigurarea forțelor de presare necesare, elemente auxiliare pentru alinierea celorlalte subansamble și materiale și pentru izolări electrice. Suprafețele adiacente contactate prin presare trebuie să constituie în general perechi de metale cu proprietăți antifricțiune, care se vor putea deforma (în urma variațiilor termice) relativ independent, cu micșorarea corespunzătoare a stressurilor mecanice distructive. Astfel de stressuri cresc în intensitate odată cu creșterea dimensiunilor ariilor contactate, astfel încât metodele *P*, *PA* sînt preferabile celorlalte metode, cel puțin la dispozitive de arii (decî de puteri) foarte mari [1].

2. Performanțe electrice și termice

Rezistența specifică a contactului metal-siliciu propriu-zis (*RSC*) este optimizată prin alegerea unei metalizări adecvate, doparea super-

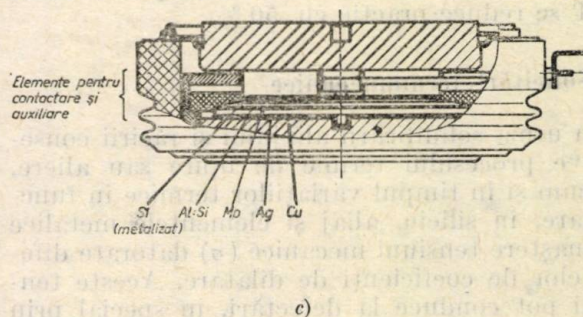
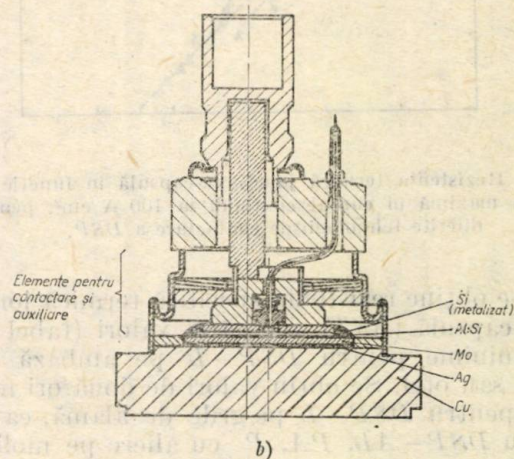
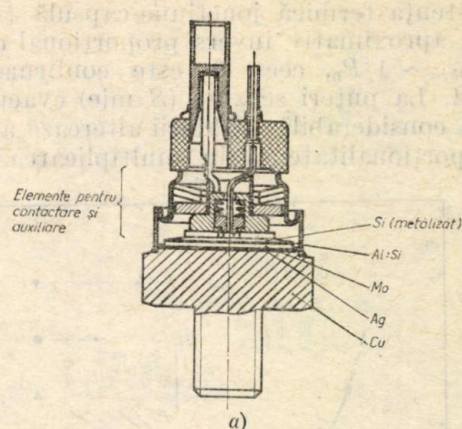


Fig. 3. Secțiunile unor tiristoare realizate prin tehnologia *PA*: a) ambază cu șurub; b) ambază plată c) capsulă disc.

ficială puternică a semiconductorului și aplicarea unui tratament termic post-metalizare [4]. Rezistența serie specifică (*RSS*) poate fi definită rezistența elementelor metalice exterioare semiconductorului metalizat multiplicată cu aria activă *S*. În general, valorile *RSC* și *RSS* sînt foarte mici (tabelul 1), conducînd la tensiuni mult sub 10mV la 100 A/cm².

Rezistența termică joncțiune-capsulă (R_{thj-c}) variază aproximativ invers proporțional cu S , deci $R_{thj-c} \sim 1/P_0$, ceea ce este confirmat de figura 4. La puteri scăzute (S mic) evacuarea laterală considerabilă a căldurii alterează această proporționalitate. Prin multiplicarea R_{thj-c}

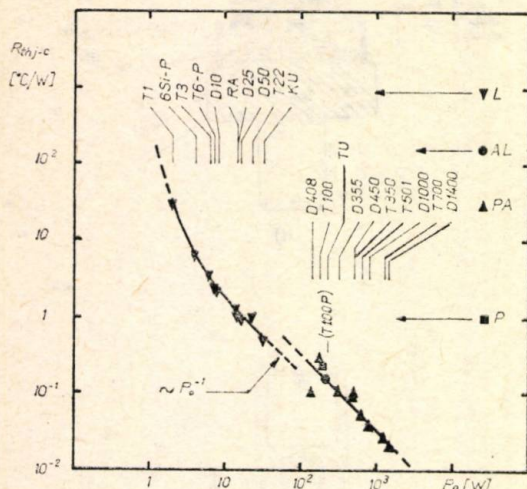


Fig. 4. Rezistența termică joncțiune-capsulă în funcție de puterea maximă în curent continuu la 100 A/cm², pentru diferite tehnologii de contactare a DSP.

cu S se obține rezistența specifică termică joncțiune-capsulă (RST), ale cărei valori (tabel 1) sînt minime pentru DSP—L pe ambază de cupru sau oțel. Se obțin valori de două ori mai mari pentru DSP—L pe grile de alamă, ca și pentru DSP—AL, PA, P cu aliere pe moli-bden și presare (respectiv lipire în cazul AL) pe ambază de cupru. În cazul variantei PA cu evacuare bilaterală a căldurii (capsule disc), RST se reduce practic cu 50 %.

3. Solicități termomecanice

În urma solidificării aliajului și răcirii consecutive procesului termic de lipire sau aliere, precum și în timpul variațiilor termice în funcționare, în siliciu, aliaj și elementele metalice iau naștere tensiuni mecanice (σ) datorate diferențelor de coeficienți de dilatare. Aceste tensiuni pot conduce la defectări, în special prin ruperea aliajului sau deteriorarea semiconductorului.

Ruperea aliajului se inițiază la marginea ansamblului lipit (aliat). Riscul acestei ruperi poate fi apreciat din raportul ξ între alungirea relativă ipotetică la care ar fi supus aliajul la margine în condițiile deformării termice libere a materialelor adiacente și elongația sa la rupere. S-a calculat factorul de risc ξ pentru variația termică practică maximă (răcirea după solidificare). Din figura 5 se observă că, în cazurile AL, PA răcirea lentă diminuează acest risc. Într-adevăr, o astfel de răcire conduce la segre-

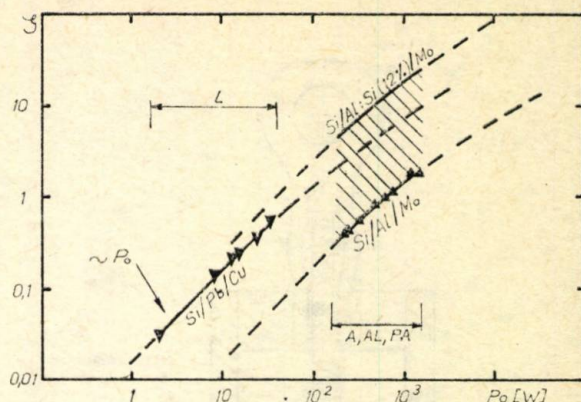


Fig. 5. Factorul de risc privind ruperea aliajului ca urmare a răcirii după solidificare, în funcție de puterea maximă în curent continuu la 100 A/cm², pentru diferite tehnologii de contactare a DSP.

garea siliciului din aliajul de aluminiu cu siliciu, rămînînd un strat neomogen de aluminiu sărac în siliciu, cu ξ mai mic. În schimb, în cazul L acest risc este mai mare, deși temperatura de solidificare (deci variația termică maximă) este mai scăzută. Mai mult, în aliajul pe bază de plumb sînt inevitabile și neneglijabile cavitățile cu efect de concentrare a tensiunilor; efectul lor, care nu a fost luat în considerare în figura 5, amplifică suplimentar riscul de rupere.

Cu ajutorul unui model simplificat (ansamblu metal/aliaj/siliciu/aliaj/metal rigid deformat longitudinal, luîndu-se în considerare atît domeniul elastic cît și cel plastic pentru deformarea fiecărui element și ținîndu-se cont de existența concentratorilor de tensiune în aliajele pe bază de plumb) s-a calculat că, în timpul proceselor termice amintite, atît siliciul cît și aliajul sînt mai puternic solicitate în cazul L decît în variantele AL, PA (tabel 1). Deosebirea menționată se reflectă și în numărul N mai scăzut de cicluri termice după care apare defectarea prin oboseală în cazul tehnologiei L. Trebuie precizat că rezistența la rupere este maximă la solicitări statice (σ) și se micșorează pentru variații ciclice. În timp, plumbul se restaurează, permițînd relaxarea tensiunilor în siliciu și aliaj [5]. Acest fenomen nu este prezent în aliajele de aluminiu cu siliciu.

Tehnologia P evită apariția unor tensiuni de natura celor discutate mai sus. Evident, presarea și frecările în timpul deformărilor induc anumite tensiuni în materialele implicate, însă valorile acestor tensiuni sînt (mult) inferioare celor obținute prin lipire sau aliere.

4. Aspecte economice

În figura 6 este ilustrată variația costurilor materiale totale (C_t), respectiv aferente contactării (C_c), în funcție de puterea P_0 . Este de așteptat $C_c \sim S$, ceea ce este confirmat de pro-

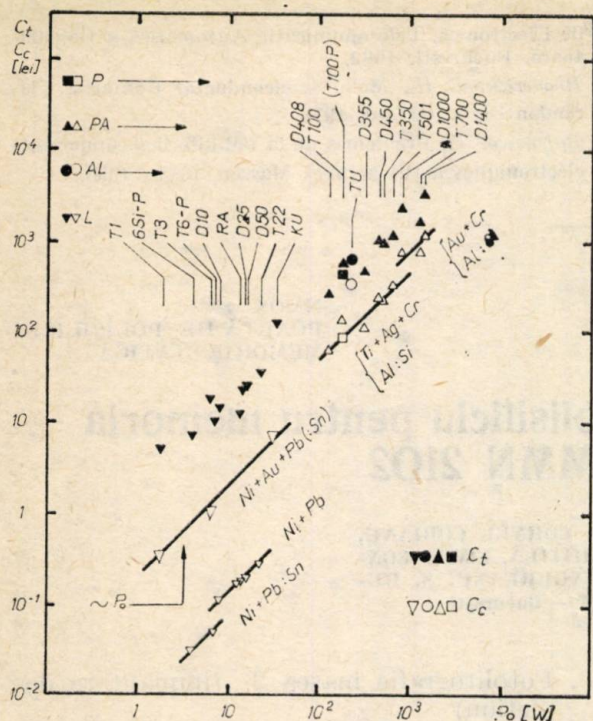


Fig. 6. Costurile materiale totale și costurile materiale aferente contactării, în funcție de puterea maximă în curent continuu la 100 A/cm², pentru diferite tehnologii de contactare a DSP.

5. Concluzii

Tabelul 1 sintetizează principalele date referitoare la contactarea electrică, termică și mecanică a DSP. Fiabilitatea cea mai bună se obține pentru DSP-PA, P. În cazul puterilor mari, viitorul va aparține, probabil, tehnologiei P. În schimb, la puteri mai scăzute, variantele PA, P nu sînt economic avantajoase. Într-adevăr, extrapolarea acestora către puteri medii ar necesita creșterea costurilor materiale C_e , deoarece: a) ar crește valoarea C_e/P_0 ; b) RST mai mare în cazurile PA, P ar implica fie extinderea ariei S cu 50–100 %, fie garantarea unei temperaturi maxime a joncțiunii T_{jmax} (mult) mai ridicate (cu precauțiile tehnologice corespunzătoare), dacă se dorește menținerea nivelului P_0 pentru un gabarit dat. Așadar, în domeniul puterilor medii (sub 100 W la 100 A/cm²) se poate prevedea dezvoltarea în continuare a tehnologiei L (eventual și LP), cu excepția unor dispozitive speciale cu performanțe de fiabilitate deosebite și prețuri corespunzător mai ridicate. În sfîrșit, varianta AL, deși utilizată intens pînă nu demult, nu mai prezintă interes pentru dezvoltările viitoare în domeniul DSP cu siliciu.

Alegerea tehnologiei de contactare este determinantă pentru proiectarea și realizarea DSP.

Tabelul 1

Comparație între performanțele metodelor de contactare a DSP

PARAMETRUL	L	Al	PA	P
RSC, RSS < (≪) [Ωcm ²]	10 ⁻⁴	10 ⁻⁴		
RST [°C · cm ² /W]: — grilă — ambază — disc	0,35 ÷ 0,4 0,15 ÷ 0,25	0,38	0,33 ÷ 0,45 0,18 ÷ 0,27	0,38
Stress maxim: — Si: σ [kgf/mm ²] — aliaj: σ/σ _r	—(24 ÷ 40) 0,45 ÷ 1	—(12 ÷ 14) 0,38(Al) ÷ 0,64(Al: Si)		— —
Nr. minim cicluri oboseală	(0,5 · 10 ⁴)	(10 ⁴)	(2 · 10 ⁴)	(> 2 · 10 ⁴)
C _e /C _t : — cu Au — fără Au	0,06 ÷ 0,08 0,004 ÷ 0,01	0,58	0,31 ÷ 0,50 0,22 ÷ 0,28	(0,17)
C _e /P ₀ [lei/W]: — cu Au — fără Au	0,10 ÷ 0,25 0,007 ÷ 0,015	1,70	0,65 ÷ 1,08 0,44 ÷ 0,82	(0,47)

porționalitatea $C_e \sim P_0$. Ponderea C_e în C_t este mult mai ridicată în cazurile AL, PA, P datorită în primul rînd elementelor metalice și auxiliare. Altfel spus, aici costul pe watt al contactării este mult mai mare (tabel 1). Există, de asemenea, diferențe notabile în cadrul unei tehnologii, în funcție de materialele folosite (este vizibil, de exemplu, efectul puternic al aurului utilizat pentru contactare).

Analiza făcută în lucrare oferă argumentele necesare acestei opțiuni, în funcție de unele performanțe tehnico-economice esențiale ale DSP: putere, fiabilitate, preț.

Bibliografie

- [1] Ghandhi, S. K., Semiconductor Power Devices, Wiley New York, 1978.

- [2] Dan, P. A., Popovici, G., Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Popa, Al., Structure of Chemically Deposited Ni/Si Contacts. In: Journal of the Electrochemical Society, vol. 130 (12), 1983, p. 2472—2478.
- [3] Dan, P. A., Mândușeanu, G., Brezeanu, Gh., Contacte de Al:Si aliate pentru dispozitive semiconductoare de mare putere. Lucrare prezentată la Conferința Națională de Electronică, Telecomunicații, Automatică și Calculatoare, București, 1982.
- [4] Rhoderick, E. H., Metal-Semiconductor Contacts, Clarendon Press, Oxford, 1978.
- [5] Bajenescu, T., Problemes de la fiabilité des composants électroniques actifs actuels, Masson, Paris, 1980.

CZ 621.377.4

NMOS
POARTĂ DE POLISILICIU
MEMORIE STATICĂ

Tehnologie NMOS, poartă de polisiliciu pentru memoria statică de 1kbit, MMN 2102

ȘERBAN JELEA, RADU BÂRSAN, CORNEL COBIANU,
ELENA MUNȚIU, ALEXANDRU CHITILĂ, LIVIU CON-
DRIUC, OVIDIU POPA, FLORIN UNGUREANU, S. DU-
NĂRE, RADU MARINESCU* — București

1. Introducere

Tehnologia de realizare a memoriei statice de 1 kbit face parte din familia tehnologiilor NMOS în care s-au procesat majoritatea circuitelor VLSI din deceniul opt. Caracteristicile generale sînt constituite de: 1) izolare prin tehnica oxidării locale; 2) poartă de polisiliciu; 3) controlul tensiunilor de prag ale tranzistoarelor enhancement și depletion prin implantare de ioni. Caracteristicile specifice sînt: 1) sursa/drena difuzată; 2) prezența contactului direct între polisiliciu și difuzie; 3) tranzistor enhancement neimplantat; 4) linii minime de 6 μm . Lucrarea de față se referă la tehnologia în care a fost realizată la MICROELECTRONICA memoria statică de 1 kbit MMN 2102, prezentînd etapele fluxului tehnologic și principalii parametri tehnologici și electrice precum și discuții asupra unor procese mai importante.

2. Fluxul tehnologic

1. Substrat p, 100, 1,8—2,5 $\Omega\text{ cm}$
2. Oxidare anti-stress (875°, 500 Å)
3. Depunere nitrură de siliciu (900 Å)
4. Fotogravură masca 1 (zone active; corodare în plasmă)
5. Implantare de cîmp (bor, 120 keV, $5 \times 10^{12}\text{cm}^{-2}$)
6. Oxidare locală (920°, 11000 Å)
7. Îndepărtare nitrură și dezoxidare spate plachetă
8. Preoxidare de poartă (875°, 400 Å)
9. Oxidare MOS (875°, 900 Å, Hydrox + HCl)

10. Fotolitografie masca 2 (implantare depletion)
11. Implantare fosfor (120 keV, 10^{12}cm^{-2})
12. Fotogravură masca 3 (contacte polisiliciu-difuzie)
13. Depunere polisiliciu (40000 Å)
14. Fotogravură masca 4 (definirea zonelor de poartă și a configurației în polisiliciu; plasmă)
15. Depunere fosfor (920°, POCl_3 , $V/I = 5,5\ \Omega$)
16. Difuzie fosfor (920°, 1500 Å)
17. Fotogravură masca 5 (contacte)
18. Depunere oxid CVD dopat cu fosfor (11%, 8500 Å)
19. Densificare oxid CVD (920°, H_2O)
20. Fotogravură masca 6 (contacte)
21. Depunere fosfor (920°, POCl_3 , $V/I = 4\ \Omega$)
22. Tratament termic getterare (1050°)
23. Depunere aluminiu-siliciu (Al Si 1%, 1,1 μm)
24. Fotogravură masca 7 (configurațiile în aluminiu)
25. Sinterizare (450°, forming gas)
26. Depunere oxid CVD dopat cu fosfor (4%, 7000 Å)
27. Fotogravură masca 8 (deschiderea fereștelor pe pad)

O secțiune printr-o structură realizată în această tehnologie este prezentată în figura 1.

3. Procese principale

După cum se observă, fluxul tehnologic comportă opt etape de fotogravură. Gravura în două dintre ele (nitrură și polisiliciu) a fost

* Intreprinderea Microelectronica — București

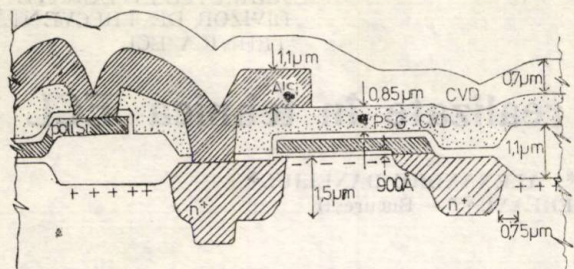


Fig. 1. Secțiune printr-o structură realizată în tehnologie NMOS, poarta de siliciu pentru memoria statică de 1 kbit, MMN 2102.

făcută folosind o instalație de corodare în plasmă de tip barrel, fapt care a permis folosirea ca mască direct a fotorezistului. Datorită problemelor de gravură la masca de contacte, apărute din cauza corodării a două straturi (oxid termic și oxid CVD dopat) cu rate de atac mult diferite (1 : 6) și având stratul superior cu viteza de atac mai mare, a fost adoptată soluția folosirii a două etape de fotogravură: masca 5 cu gravura în oxidul termic (HF : NH_4F 1 : 10) și masca 6 cu gravura în oxidul CVD dopat cu fosfor (HF : NH_4F 1 : 6,4).

Parametri de procesare pentru izolarea cu oxid local (grosimea oxidului anti-stress, grosimea oxidului de cîmp, temperatura de oxidare) au fost aleși ținînd cont pe de o parte de distorsiunile induse de temperatura înaltă asupra, plachetei și de capacitățile parazite admisibile iar pe de altă parte de lungimea „ciocului de pasăre” inerent acestei tehnici. S-a optat pentru soluția de obținere a unui oxid de cîmp de $1,1 \mu\text{m}$ crescut la 920° , rezultînd o lungime a „ciocului de pasăre” de $0,75 \mu\text{m}$ acceptabilă pentru dimensiunile minime de $6 \mu\text{m}$ caracteristice.

În vederea eliminării subțierii oxidului de poartă la periferia zonelor active a fost introdusă etapa oxidării de sacrificiu: creșterea unui oxid subțire înaintea oxidării MOS urmată de îndepărtarea sa și de oxidarea MOS. Oxidarea de poartă a fost efectuată în atmosfera umedă (arzător Hydrox) în prezența HCl (2%).

Procese termice au fost efectuate la temperaturi coborîte (pînă la 920°) atît pentru minimizarea distorsiunilor plachetei care afectează toleranțele de aliniere cît și pentru a evita

inducerea de defecte cristaline. Temperatura maximă (1050°) este atinsă pentru getterare.

Straturile de nitrură de siliciu și de polisiliciu au fost depuse într-un reactor orizontal la presiune atmosferică.

Depunerea finală de fosfor urmată de tratamentul termic îndeplinește pe lîngă funcția de getterare și pe cea de plusare a dopării în zonele de contactare între metalizare și difuzia n^+ în scopul de a evita apariția scurtcircuitării joncțiunii n^+ -substrat prin spike-uri de metal. Tratamentul termic care urmează după depunerea stratului de oxid CVD cu un conținut crescut de fosfor (11 %) are ca efect curgerea acestuia și micșorarea denivelărilor peste care trece metalizarea.

Realizarea surselor/drenelor tranzistoarelor prin difuzie de fosfor cu o adîncime de joncțiune de $1,6 \mu\text{m}$ a condus la o scurtare a canalului efectiv față de cel de pe mască cu $\Delta L = 3,2 \mu\text{m}$, valoare determinată electric prin măsurători pe o serie de tranzistoare avînd lățimea canalului constantă situate pe cipul test. Valoarea relativ mare pentru ΔL este datorată și cumulării următoarelor fapte: neuniformități ale stratului de polisiliciu, atac izotrop în plasmă barrel, selectivitate neideală între polisiliciu și oxid la atacul în plasmă.

4. Concluzii

Tehnologia prezentată se caracterizează prin următorii parametri principali de dispozitiv:

tranzistor enhancement:

$$\begin{aligned} \text{tensiune de prag} & V_{TE} = 0,7 \pm 0,25 \text{ V} \\ \text{factor de conducție} & k = 30 \pm 3 \mu\text{A/V}^2 \end{aligned}$$

tranzistor depletion:

$$\begin{aligned} \text{tensiune de prag} & V_{TD} = -3,5 \pm 1 \text{ V} \\ \text{curent de saturație} & I_{DSS} = 80 \pm 20 \mu\text{A} \end{aligned}$$

rezistențe pe patrat:

$$\begin{aligned} \text{difuzie} & n^+ R_n = 20 \pm 5 \text{ ohm}/\square \\ \text{polisiliciu} & R_{poli} = 60 \pm 20 \text{ ohm}/\square \end{aligned}$$

Reușita tehnologică a fost probată atît prin măsurători pe dispozitive test cît și, în principal, prin fabricarea de cipuri de memorie statică de 1 kbit MMN 2102 funcționînd în limitele specificațiilor de catalog. Această reușită deschide calea pentru extinderea varietății de tehnologii NMOS înrudite și implicit de circuite cu un înalt nivel de complexitate.

CZ 621.3.012 : 621.317.7

CIRCUITE INTEGRATE
DIVIZOR DE FRECVENȚĂ
TEHNICA ECL

Circuite divizoare de frecvență realizate în tehnica ECL

SIMION FILIMON*, DORIN SEREMETA*, ALEXANDRU DANELIUC*
BENEDICT MOCANU**, VLAD PREDEANU** — București

1. Introducere

Circuitele integrate divizoare de frecvență în domeniul 130–200 MHz au fost realizate pe o mască generală, cu mai multe metalizări. Fiind destinate aparaturii portabile, au ca parametru principal produsul „putere disipată $\times$ frecvență maximă de lucru”, în gama de temperatură de funcționare. Figura 1 oferă schema de principiu a circuitului de bază „divizor programabil 100/101/110/111”.

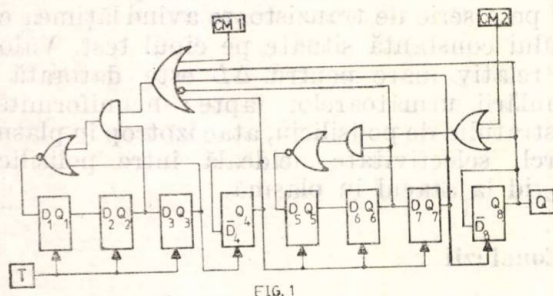


FIG. 1

Fig. 1. Schema bloc a circuitului divizor cu 100/101/110/111.

2. Blocuri componente ale măștii generale; variante

2.1. *Bistabilii master-slave de înaltă frecvență* ($Q_1 \div Q_4$) sînt formați din 2 bistabili D simetrici, de 300 mV excursie, cuplați prin repetor pe emitor (fig. 2) sau direct (fig. 3). Va-

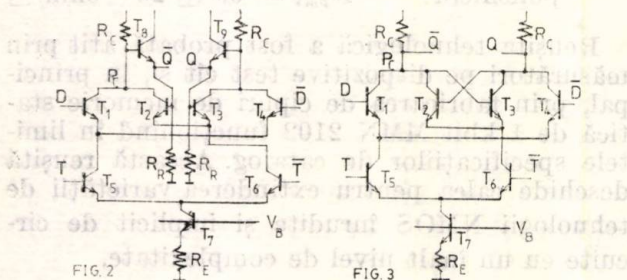


FIG. 2

FIG. 3

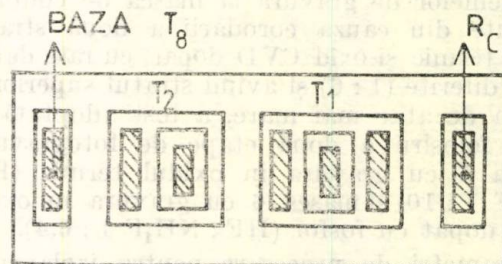
Fig. 2. Bistabil D simetric din bistabilul de înaltă frecvență cu cuplaj prin repetor pe emitor.Fig. 3. Bistabil D simetric din bistabilul de înaltă frecvență cu cuplaj direct.

* Intreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare—Băneasa.

** Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru—Electronică.

rianta directă reduce consumul la jumătate dar mărește încărcarea capacitivă a nodului P_c de la 1,4 la 2,2 pF (25°C). Fenomenul se accentuează la 125°C, conducând la reducerea frecvenței maxime de lucru, pentru semnale mici la intrările de tact.

Tranzistoarele T_1 și T_2 au un lay-out particular: (fig. 4).

Fig. 4. Lay-out-ul tranzistoarelor T_1 și T_2 din bistabilul D de înaltă frecvență.

— dublu contact de bază la T_1 pentru reducerea $r_{bb'}$
— rezistența verticală de colector și cea de strat îngropat înseriate cu rezistența de bază pentru reducerea curentului bistabililor.

În timpul unei semiperioade a impulsului de tact, semnalul se propagă prin 2 bistabili D , sau 2 bistabili D și poarta de reacție, motiv pentru care bistabilii D au consumuri diferențiate: 250 μA și 180 μA , reglabile din metalizare cu +50 % și +100 %.

Funcționează (la consum maxim) între 20–200 MHz, semnal sinusoidal de 200–800 mV.

Frecvența minimă poate fi oricât de mică, pentru un semnal de intrare cu $SR > 40 V/\mu S$.

2.2. *Bistabilii master-slave de joasă frecvență* ($Q_5 \div Q_8$) sînt formați din 2 bistabili asimetrci de 700 mV excursie (fig. 5). Ocupă jumătate din aria bistabililor simetrici, în schimb au o frecvență maximă de lucru mai mică, (la același consum), au nevoie de tensiuni de referință suplimentare și nu au ieșire negată. Funcție de poziția din lanțul de propagare, consumă 75 μA sau 115 μA , cu posibilitatea creșterii (din metalizare) la dublu, obținind $f_{max} = 40$ MHz.

2.3. *Circuitul de reacție de înaltă frecvență* stabilește raportul de divizare al bistabililor $Q_1; Q_2; Q_3$. Este alcătuit din 3 nivele de etaje diferențiale atacate simetric; împreună cu ge-

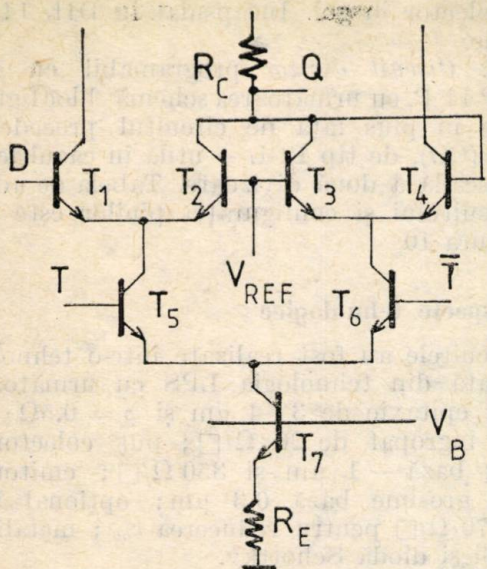


Fig. 5. Bistabil D asimetric din bistabilul de joasă frecvență.

neratorul de curent și repetorul de citire limitează V_{CCmin} la $= 5 V_{BE}$. Consumă $200 \mu A$ ($+50\%$, $+100\%$).

2.4. *Circuitul de reacție de joasă frecvență* este similar ca funcție celui precedent, dar este atacat asimetric. Consumă $300 \mu A$ sau $600 \mu A$.

2.5. *Circuitul de polarizare* conține:

— Referința generatorului de curent, asigurând excursiei un coeficient termic și o dependență de β ajustabile (din metalizare).

— Referința de $350 mV$ pentru bistabilii de joasă frecvență.

— Referință de tensiune cu 3 valori, decalate cu câte un V_{BE} față de $V_{CC} - 0,35 V$, necesară bistabililor de joasă frecvență, porților de reacție și polarizării intrărilor.

2.6. *Circuitul de intrare* poate avea:

— Intrări directe polarizate intern pentru bistabilii de înaltă frecvență.

— Intrări directe polarizate intern, cu decalaj reglabil ($20-100 mV$) pentru reducerea frecvenței minime de funcționare a bistabililor de înaltă frecvență.

— Intrări ECL standard.

— Etaj de intrare diferențial (formator-separator).

2.7. *Intrările de control* mod de divizare pot fi:

— ECL standard

— CMOS compatibile.

2.8. *Circuitul de ieșire* conține:

— 2 ieșiri ECL standard, pentru versiunile cu rapoarte mici de divizare, și o ieșire ECL pentru expandare.

— Ieșiri colector — în — gol nesaturate

— Ieșiri totem-pole nesaturate compatibile CMOS.

3. Circuite realizate

3.1. *Circuit divizor programabil* cu 100/101/110/111, figura 1, având codul DP 111 A, permite un raport minim de divizare de 1000 într-o buclă de sinteză de frecvență. Alimentat la $5 V$, consumă $17 mA$ la o frecvență maximă de $180 MHz$.

Intrările de tact sînt directe, intrările CM și ieșirile sînt CMOS compatibile. Circuitul necesită și o a doua sursă de alimentare pentru etajele CMOS (V_{CC2}).

Circuitul este încapsulat în minidip (fig. 6).

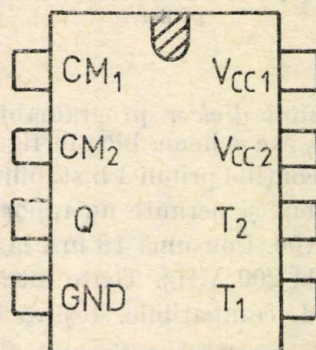


Fig. 6. DP 111 A — Configurația pinilor.

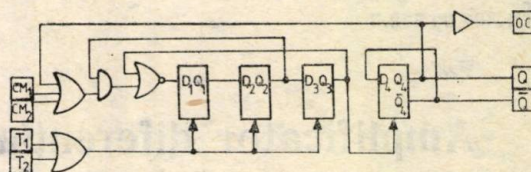


Fig. 7. DP 11 A — Schema bloc.

STARE	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	D1	
					CM=H	CM=L
1	L	H	H	H	L	L
2	L	L	H	H	L	L
3	L	L	L	H	H	H
4	H	L	L	H	H	H
5	H	H	L	H	L	L
6	L	H	H	L	L	L
7	L	L	H	L	L	L
8	L	L	L	L	H	H
9	H	L	L	L	H	H
10	H	H	L	L	L	H
11	H	H	H	H	—	L

Fig. 8. DP 11 A — Tabel de funcționare și configurația pinilor.

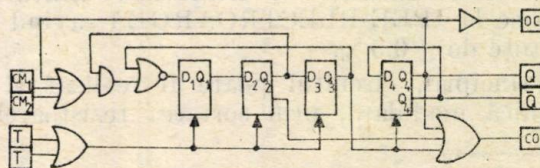


Fig. 9. DP 11 P — Schema bloc.

STARE	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	CO	D1	
1	L	H	H	H	H	10	11
2	L	L	H	H	H	L	L
3	L	L	L	H	H	H	H
4	H	L	L	H	H	H	H
5	H	H	L	H	H	L	L
6	L	H	H	L	H	L	L
7	L	L	H	L	H	L	L
8	L	L	L	L	H	H	H
9	H	L	L	L	H	H	H
10	H	H	L	L	L	L	H
11	H	H	H	H	H	—	L

Fig. 10. DP 11 P — Tabel de funcționare și configurația pinilor.

3.2. *Circuitul divizor programabil cu 10/11, cod. DP11A*, are schema bloc în fig. 11

Circuitul conține primii 4 bistabili din schema celui precedent și permite un raport minim de divizare de 100. Consumă 18 mA la 5 V pentru un semnal de 200 MHz. Toate intrările și ieșirile sînt ECL compatibile. Ieșirea OC este de

tip colector în gol. Încapsulat în DIL 14 terminale.

3.3. *Circuit divizor programabil cu 10/11 — DP 11 P*, cu următoarea schemă bloc figura 9.

Are în plus față de circuitul precedent o ieșire (CO), de tip ECL — utilă în cazul legării în cascadă a două divizoare. Tabela de adevăr a circuitului și configurația pinilor este dată în figura 10

4. Aspecte tehnologice

Circuitele au fost realizate într-o tehnologie derivată din tehnologia LPS cu următoarele date: epitaxie de 3–4 μm și $\rho = 0,5\Omega \cdot \text{cm}$; strat îngropat de 20 $\Omega/\square$; puț colector 10 $\Omega/\square$; bază — 1 μm și 350 $\Omega/\square$; emitor 30 $\Omega/\square$, grosime bază 0,3 μm ; opțional bază 2 de 70 $\Omega/\square$ pentru reducerea $r_{bb'}$; metalizare Al—Si și diodă Schottky.

Regulile de gravură: contacte minime, 6 $\times$ 5 μm , emitor minim 10 $\times$ 12 μm ; gardă BA — TI — 10 μm ; pas aluminiu 16 μm .

Tranzistorul minim de 40 $\times$ 72 μm are frecvența de tăiere de 1,5 GHz.

CZ 621.396.6 : 538.5

AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL HIBRID
TEHNOLOGIA STRATURILOR SUBȚIRI
CÎȘTIG UNITAR

Amplificator diferențial hibrid de mare precizie cu cîștig unitar

BENEDICT POPESCU* — București

Introducere

Realizarea unui amplificator diferențial de mare precizie cu cîștig unitar necesită, în primul rînd, un amplificator operațional de bună calitate și, în al doilea rînd, patru rezistoare cu performanțe ridicate.

Problema amplificatorului operațional a fost rezolvată în ultima vreme la Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare—Băneasa [1, 2] prin producția de amplificatoare operaționale în tehnologie super- β . Cea de-a doua problemă — a rezistoarelor cu performanțe ridicate — nu este încă rezolvată, cele mai bune rezistoare fabricate în tehnologia straturilor groase la IPPEE-ELECTROARGEȘ avînd toleranțe de $\pm 0,5\%$.

Principial, circuitul poate fi realizat și în tehnică modulară, prin sortarea rezistoarelor.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare—București.

Împerecherea rezistoarelor presupune însă foarte multă muncă și este greu de obținut. Dificultatea constă, nu în împerecherea valorilor rezistoarelor, ci în menținerea împerecherii cu temperatura. Tehnologia straturilor groase oferă avantajul unei mai bune împerecheri cu temperatura, dar împerecherea valorilor rezistoarelor poate fi încă nesatisfăcătoare. Tehnologia straturilor subțiri asigură simultan atît o excelentă împerechere cu temperatura, cît și ajustarea cu toleranțe foarte mici a valorilor rezistoarelor [3].

Microproducția la CCSIT-Semiconductoare a rețelelor rezistive de mare precizie pe bază de straturi subțiri a facilitat realizarea acestui circuit.

1. Considerații teoretice

În figura 1 este prezentat un bloc de amplificare în tensiune cu intrare diferențială [4]. Pentru acest circuit, expresia tensiunii de ie-

șire V_{IES} poate fi dedusă prin superpoziție. Considerînd mai întîi $V_{IN}^- = 0$ rezultă :

$$V_{IES1} = V_{IN}^+ \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right). \quad (1)$$

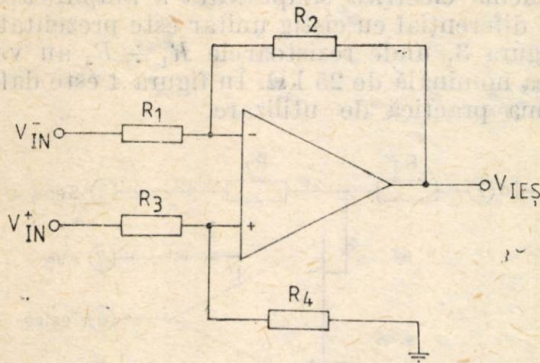


Fig. 1. Bloc de amplificare în tensiune cu intrare diferențială.

Considerînd apoi $V_{IN}^+ = 0$ se obține :

$$V_{IES2} = -V_{IN}^- \left(\frac{R_2}{R_1} \right). \quad (2)$$

Prin superpoziție :

$$\begin{aligned} V_{IES} &= V_{IES1} + V_{IES2} = \\ &= V_{IN}^+ \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - V_{IN}^- \left(\frac{R_2}{R_1} \right). \end{aligned} \quad (3)$$

Dacă $R_1 = R_3$ și $R_2 = R_4$:

$$V_{IES} = (V_{IN}^+ - V_{IN}^-) \frac{R_2}{R_1}, \quad (4)$$

relație care demonstrează că circuitul este un amplificator de tensiune diferențial.

Din expresia (3) reiese că, pentru a obține câștig unitar, trebuie îndeplinită, fie condiția generală : $R_1 = R_2$ și $R_3 = R_4$, fie condiția particulară cînd cele patru rezistoare trebuie să aibă valori egale.

Expresia tensiunii de ieșire pe mod comun V_{IESMC} se obține ușor din relația (3) pentru $V_{IN}^+ = V_{IN}^- = V_{IN}$:

$$V_{IESMC} = V_{IN} \left[\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \right]. \quad (5)$$

Deși circuitul este simplu, realizarea lui poate întâmpina câteva dificultăți [5]. Aastfel, analizînd pe scurt doi dintre parametrii circuitului, se poate spune că fiecare rezistor are efect

simultan atît asupra preciziei câștigului, cît și asupra rejecției de mod comun (RMC). Câștigul este determinat de raportul rezistoarelor R_1/R_2 și R_3/R_4 , iar rejecția de mod comun de împerecherea rezistoarelor R_1/R_3 și R_2/R_4 și de RMC a amplificatorului operațional. Ca exemplu, chiar dacă amplificatorul operațional este ideal (RMC infinit), pentru a garanta rejecția de mod comun de 100 dB este necesară o împerechere a rezistoarelor de 0,0005 % (5 ppm). În cealaltă extremă, pentru o neîmperechere de 0,1 % a unui singur rezistor : $R_1 = R_2 = R_3 = R$ și $R_4 = 0,999 R$, rejecția de mod comun va fi de numai 66 dB [4].

2. Tehnologia de realizare a circuitului

Pentru realizarea acestui circuit s-a utilizat amplificatorul operațional $\beta M 308 A$ produs de Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare—Băneasa [2]. Cele patru rezistoare au fost fabricate pe același substrat în tehnologia straturilor subțiri, utilizînd aliajul de Ni-Cr (50 :50) și Cu pentru obținerea traseelor rezistive, respectiv conductoare [6]. Pentru depunerea straturilor subțiri s-au utilizat substraturi de sticlă „fără alcali” de tipul Corning 7059, avînd un conținut în alcali mai mic de 0,2 %.

Pregătirea depunerii a constat în spălarea, pe de o parte, a substraturilor de sticlă și, pe de altă parte, a aliajului de Ni-Cr sub formă de granule, precum și a Cu sub formă de bastonașe. În fiecare caz spălarea s-a făcut alternînd etapele de degresare cu cele de decapare.

Cele două straturi subțiri (de Ni-Cr și Cu) au fost obținute secvențial prin evaporare termică în același ciclu de vid. Depunerea stratului rezistiv s-a făcut prin *evaporare instantanee*, asigurîndu-se astfel reproductibilitatea proprietăților aliajului de Ni-Cr pe stratul depus. Grosimea stratului rezistiv de Ni-Cr (200 Å) și a celui conductor de Cu (cel puțin 25 kÅ) a fost măsurată, în fiecare caz, chiar în timpul depunerii, utilizînd un monitor cu cuarț. Presiunea în timpul evaporării a fost în ambele cazuri mai mică de 10^{-5} Torr, iar temperatura substratului apropiată de temperatura camerei (25—30°C).

După depunerea în vid a celor două straturi, de Ni-Cr și Cu, acestea acoperă întreaga suprafață a substraturilor de sticlă (fig. 2 a). Configurarea circuitelor s-a făcut prin procese de *corodare fotolitografică selectivă*. În prima etapă au fost delimitate contactele și traseele conductoare de Cu (fig. 2 b), iar în a doua etapă traseele rezistive de Ni-Cr (fig. 2 c). După tăierea substraturilor de sticlă (decuparea în circuite individuale) s-a făcut stanarea cu val a traseelor conductoare (fig. 2 d), îmbunătățindu-se astfel conductivitatea traseelor conductoare pînă la aproximativ 10 mΩ/□. Îmbătrînirea accelerată a rețelilor rezistive s-a efectuat prin-

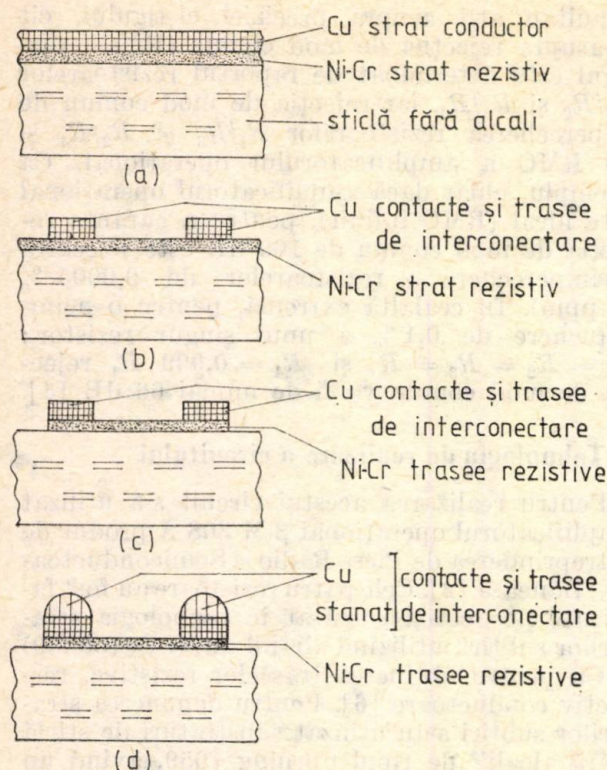


Fig. 2. Etapele tehnologice de fabricație a rețelilor rezistive de mare precizie:

- a — depunerea straturilor subțiri prin evaporare termică în vid;
- b — delimitarea contactelor și a traseelor conductoare de Cu;
- c — delimitarea traseelor rezistive de Ni-Cr;
- d — stanarea cu val a contactelor și a traseelor conductoare de Cu.

tr-un tratament termic de 1000 h la 150°C constatându-se o ușoară creștere (de 1–2 %) a valorilor rezistoarelor.

Prin etapele de depunere în vid, corodare fotolitografică selectivă și stabilizare termică nu se pot controla suficient de precis valorile rezistoarelor, toleranțele ajungând până la $\pm 20\%$. Astfel, după aceste etape, valorile rezistoarelor trebuie să fie cu circa 20 % mai mici decât cele dorite. Ajustarea prin *electroeroziune* s-a făcut în sensul creșterii valorilor rezistoarelor. Alternând etapele de ajustare cu cele de măsurare într-un montaj corespunzător s-au obținut toleranțe de $\pm 0,1\%$, ajungându-se până la $\pm 0,01\%$. Coeficientul de temperatură al rezistenței (CTR) pentru rezistoarele obținute a fost găsit în limitele a ± 30 ppm/°C, cu diferențe mai mici de 5 ppm/°C în cazul rezistoarelor fabricate pe același substrat.

Amplificatorul operațional, condensatorul de compensare în frecvență, rețeaua rezistivă și terminalele circuitului au fost montate prin lipire cu aliaj 60 %Sn — 40 %Pb, utilizându-se un letcon microminiatură termostatat. Încapsularea în rășină epoxidică într-o capsulă din

material plastic asigură circuitului rigiditate mecanică și stabilitate a parametrilor electrice.

3. Rezultate experimentale

Schema electrică simplificată a amplificatorului diferențial cu câștig unitar este prezentată în figura 3, unde rezistoarele $R_1 \div R_4$ au valoarea nominală de 25 k Ω . În figura 4 este dată schema practică de utilizare.

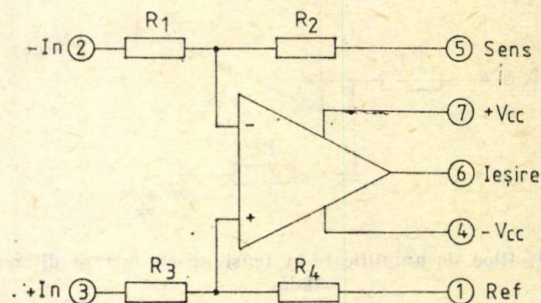


Fig. 3. Schema electrică simplificată a amplificatorului diferențial cu câștig unitar.

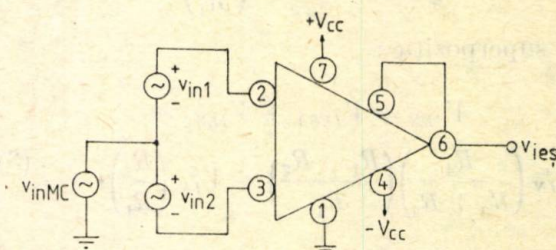


Fig. 4. Schema practică de utilizare a circuitului.

Au fost realizate și caracterizate suficiente circuite pentru a stabili performanțele tipice și pentru a putea face o comparație cu circuitul similar (3627) al firmei Burr-Brown [5]. De precizat că circuitul respectă „pin-out”-ul modelului de referință și este perfect interschimbabil cu acesta.

În cele ce urmează se va face o comparație între parametrii esențiali ai celor două circuite. Astfel, datorită tehnicilor de ajustare diferite (manual — prin electroeroziune — în cazul nostru, respectiv automat — cu laserul — în cazul firmei Burr-Brown) valoarea RMC tipică de 90 dB obținută este mai mică decât valoarea corespunzătoare (100 dB) a modelului de referință. Din același motiv erorile de câștig tipice de $\pm 0,01\%$ obținute sînt mai mari decât ale circuitului 3627. Măsurătorile efectuate asupra coeficientului de temperatură al câștigului au dat valori tipice de numai 2 ppm/°C, ceea ce demonstrează calitățile excelente ale rețelilor de rezistoare pe bază de straturi subțiri cu care au fost realizate atât circuitul Burr-

Brown, cît și cel românesc. Valorile tipice de $100 \mu\text{V}$ ale tensiunii de decalaj sînt aceleași pentru ambele circuite, în timp ce deriva termică a tensiunii de decalaj a avut valori tipice de $2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, cu aproape un ordin de mărime mai bune decît în cazul modelului de referință.

4. Cîteva aplicații tipice

A fost deja menționată (fig. 4) schema practică de utilizare, aceasta reprezentînd întrebuințarea cea mai largă a amplificatorului diferențial cu cîștig unitar. Vor fi date încă trei aplicații posibile ale acestui circuit [5]. Astfel, în figura 5 este prezentat un circuit inversor

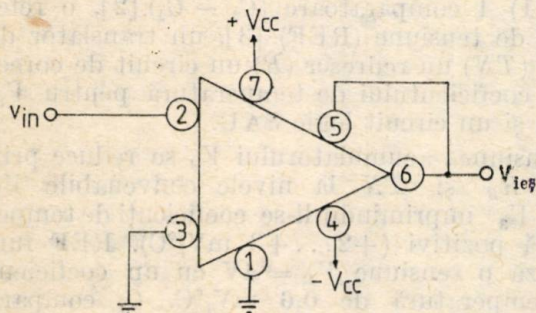


Fig. 5. Circuit inversor de mare precizie cu cîștig unitar.

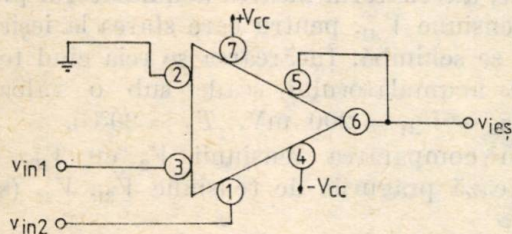


Fig. 6. Circuit sumator neinversor.

cu cîștig unitar ($v_{ies} = -v_{in}$) de mare precizie, iar în figura 6 este arătat un sumator neinversor ($v_{ies} = v_{in1} + v_{in2}$). Prin montarea a două cir-

cuite ca în figura 7 se obține un amplificator cu intrare diferențială — ieșire diferențială ($v_{ies}^* = -2v_{in}$).

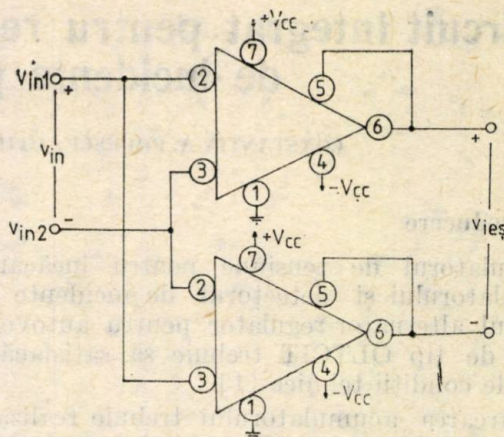


Fig. 7. Amplificator cu intrare diferențială — ieșire diferențială.

5. Concluzii

Pe lîngă parametrii electrici prezentați mai sus pot fi menționate și cîteva avantaje pentru utilizator: toate performanțele sînt garantate printr-o singură componentă, nu este necesară ajustarea cîștigului și a tensiunii de decalaj, iar liniaritatea este foarte bună. Toate acestea, precum și dimensiunile mici ($15 \times 15 \times 9 \text{ mm}$) fac circuitul ușor de folosit în aplicații de mare precizie.

Bibliografie

- [1] Balaban, Gh. În „Lucrările Conferinței Anuale de Semiconductoare”, Timișu de Sus, 1983.
- [2] Circuite integrate analogice, Editura tehnică, București, 1983.
- [3] Forlani, F. Thin Solid Films, vol. 36 (1976), pag. 313.
- [4] Analog-Devices — Application Note.
- [5] Burr-Brown Product Data Book, 1982.
- [6] Popescu, B. Studii și Cercetări de Fizică, vol. 36 (1984), nr. 9, pag. 834.

CZ 621 316.5 : 621.316.7

CIRCUIT INTEGRAT
REGULATOR DE TENSIUNE
DETECTOR DE INCIDENTE

Circuit integrat pentru regulator de tensiune cu detector de incidente pentru autovehicule

CONSTANTIN A. POPESCU, OTILIA NEAGOE, DAN ȘERBĂNESCU—București

1. Introducere

Regulatorul de tensiune pentru încărcarea acumulatorului și detectorul de incidente în sistemul alternator-regulator pentru autovehiculele de tip OLTCIT trebuie să satisfacă o serie de condiții tehnice [1].

Încărcarea acumulatorului trebuie realizată la un nivel de tensiune, V_A , optimizat în funcție de temperatura ambiantă de funcționare, T_A .

Detectorul de incidente semnalizează prin aprinderea unui singur bec apariția oricăruia din următoarele incidente:

— supraîncărcarea acumulatorului peste un prag de tensiune V_{21} , încetarea semnalizării producându-se la căderea tensiunii de încărcare sub un nivel $V_{22} < V_{21}$;

— epuizarea acumulatorului, prin sesizarea scăderii tensiunii de încărcare sub un nivel V_{31} , încetarea semnalizării producându-se la creșterea acesteia peste un nivel $V_{32} > V_{31}$;

— ruperea curelei de antrenare a alternatorului.

2. Descriere circuit

ROB 8140 este un circuit integrat destinat construirii regulatorului de tensiune cu detector de incidente — OLTCIT. Circuitul conține (fig. 1) 4 comparatoare ($C_1 - C_4$) [2], o referință de tensiune (REF) [3], un translator de nivel (TN) un redresor (R) un circuit de corecție a coeficientului de temperatură pentru V_{31} (CT), și un circuit logic SAU.

Tensiunea acumulatorului V_A se reduce prin R_A , R_B și TN la nivele convenabile V_1 , V_2 , V_3 imprimându-li-se coeficienți de temperatură pozitivi (+2...+3 mV/°C). REF furnizează o tensiune $V_R = 4V$ cu un coeficient de temperatură de 0,6 mV/°C. C_1 compară V_1 cu V_R și comandă printr-un darlington extern curentul prin excitația alternatorului. Ca urmare, alternatorul încarcă acumulatorul pînă la o tensiune V_{A1} , pentru care starea la ieșirea lui C_1 se schimbă. Încărcarea se reia cînd tensiunea acumulatorului scade sub o valoare V_{A2} ($V_{A2} - V_{A1} = 200$ mV, $T_A = 20^\circ\text{C}$).

Prin compararea tensiunii V_2 cu V_R , C_2 detectează pragurile de tensiune V_{21} , V_{22} (su-

Tabelul 1

T_A	Tensiune crescătoare 0 → 17V		Tensiune descrescătoare 17 → 0V		V_1
	V_{32} stingere	V_{21} aprindere	V_{22} stingere	V_{31} aprindere	
-30°C	13,55±0,35V	15,65±0,55V	15,50±0,65V	11,65±0,25V	14,65±0,35
20°C	13,05±0,45V	15,26±0,25V	15,00±0,50V	11,65±0,15V	14,15±0,35
80°C	12,46±0,37V	14,65±0,37V	14,40±0,62V	11,65±0,27V	13,55±0,35

Pragurile de tensiune $V_A - V_{32}$ se înscriu în intervale cu limite dependente de T_A (vezi tab. 1).

Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare—București.

praîncărcarea acumulatorului). Coeficienții de temperatură pentru V_{31} și V_{32} fiind diferiți, în bucla de reacție a lui C_3 s-a introdus CT. Acest circuit furnizează la ieșire două nivele de tensiune V_{ei} ale căror coeficienți de temperatură

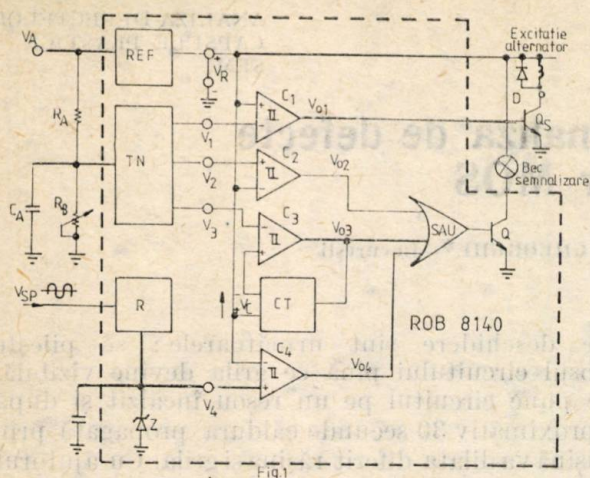


Fig. 1. Schema bloc a circuitului integrat în conexiune tipică.

sînt $-2,5 \text{ mV/}^\circ\text{C}$, $+0,2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ în funcție de starea pe ieșirea lui C_3 . Tensiunea $V_{ct} + V_R$ asigură pentru V_{31} și V_{32} coeficienți de temperatură de $0 \text{ mV/}^\circ\text{C}$, respectiv $-9 \text{ mV/}^\circ\text{C}$.

Ruperea curelei se sesizează prin căderea unei tensiuni culese din alternator. Redresată prin R , această tensiune forțează în condiții normale ieșirea lui C_4 în starea JOS.

Circuitul logic SAU aprinde becul de semnalizare la apariția oricăruia din cele 3 tipuri de incidente descrise. Cele 6 praguri de tensiune se ajustează simultan prin divizorul rezistiv extern R_A , R_B .

3. Rezultate experimentale

Circuitul ROB 8140 s-a integrat în tehnica MONOCIP, pe cipul standard RF [4] (fig. 2). Rezultatele experimentale sintetizate în figurile 3, 4, 5 confirmă funcționarea circuitului în limitele impuse pe întreg domeniul de temperatură.

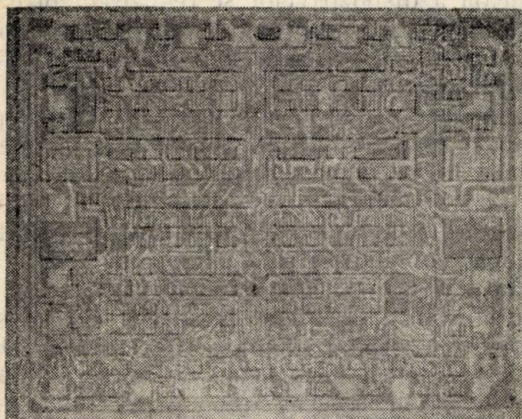


Fig. 2. Fotografia cipului.

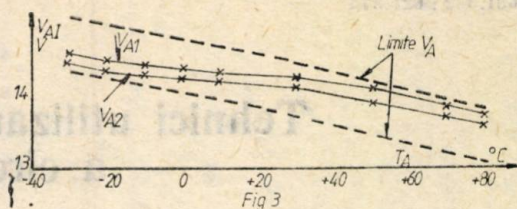


Fig. 3. Variație cu temperatura a pragurilor regulatorului.

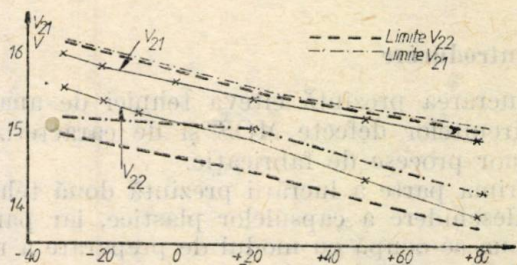


Fig. 4. Curbă de variație cu temperatura a pragurilor detectorului de supratensiune.

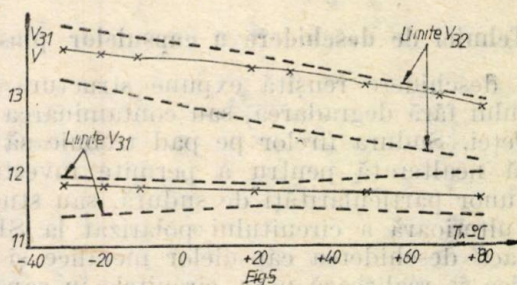


Fig. 5. Curbă de variație cu temperatura a pragurilor detectorului de subțensiune

Ruperea curelei de antrenare, simulată prin aplicarea unei tensiuni alternative, se semnalizează pentru amplitudini mai mici de 8 V ($f > 10 \text{ Hz}$) sau frecvențe mai mici de 10 Hz ($A > 10 \text{ V}$).

Randamentul obținut pe plachetă a fost de $4-5\%$, datorită gradului ridicat de umplere a cipului standard RF (93%).

4. Concluzii

Schema electrică integrată în tehnica MONOCIP satisface cerințele caietului de sarcini OLTCIT.

Producția în serie mare a circuitului integrat ROB 8140 impune proiectarea unui set de măști dedicate.

Bibliografie

- [1] * * * — Cahier des charges, Peugeot-Citroen, avril 1979.
- [2] C. Bulucea ș.a. — Circuite integrate liniare, E.T. 1976.
- [3] A. P. Brokaw — A simple three-terminal I. C. band-gap reference, Interdesign SSC-Conf., Philadelphia 1974.
- [4] C. Popescu ș.a. — Tehnica MONOCIP, CCSIT-S, 1984.

Tehnici utilizate în analiza de defecte a circuitelor MOS

SIMONA PRISECARU, AURELIA GHEORGHE* — București

1. Introducere

Lucrarea prezintă câteva tehnici de analiză a circuitelor defecte MOS și de caracterizare a unor procese de fabricație.

Prima parte a lucrării prezintă două tehnici de deschidere a capsulelor plastice, iar partea a doua se ocupă cu modul de preparare a unei secțiuni verticale prin structura unui circuit pentru caracterizarea straturilor constituate, cu SEM.

2. Tehnici de deschidere a capsulelor plastice

O deschidere reușită expune structura circuitului fără degradarea, sau contaminarea suprafeței. Sudura firelor pe pad trebuie să rămână nealterată pentru a permite investigarea unor particularități de sudură, sau studierea ulterioară a circuitului polarizat la SEM.

Dacă deschiderea capsulelor metalice și ceramice se realizează ușor, circuitele în capsulă plastică sînt mai dificil de deschis. Circuitele în rășină epoxidică sînt corodate în HNO_3 concentrat. Se frezează o cavitate cu adîncimea de 0,8 mm deasupra structurii și se picură HNO_3 în cavitate, circuitul fiind plasat pe un reșou încălzit. Se urmărește dizolvarea selectivă a rășinii în cavitate și apariția structurii. Resturile de rășină se îndepărtează prin clătirea circuitului în acetonă, sau în acid acetic glacial. Succesul operației constă în folosirea HNO_3 concentrat și lipsa apei în proces, care provoacă coroziunea Al pe pad. Rășina siliconică se dizolvă în H_2SO_4 concentrat, iar compușii de mulare fenolici într-un amestec de HNO_3 și H_2SO_4 , urmînd aceleași etape. Folosirea metodelor chimice impune respectarea cu strictețe a regulilor de protecția muncii (operarea sub hotă cu aspirație bună, folosirea mănușilor de protecție etc.).

Un procedeu mai puțin cunoscut de deschidere a unui circuit în plastic este un procedeu mecanic al cărui avantaj constă în faptul că structura nu este atinsă de nici o substanță chimică în timpul deschiderii, putînd fi studiată ulterior fără pericolul apariției unor false informații. Dezavantajul metodei constă în distrugerea firelor de interconexiuni. Etapele

de deschidere sînt următoarele: se pilește dosul circuitului pînă ce grila devine vizibilă, se pune circuitul pe un reșou încălzit și după aproximativ 30 secunde căldura propagată prin rășină va dilata diferit rășina și grila. Cu ajutorul unei pensete, cu o mișcare rapidă, se extrage grila din rășină. Structura eliberată împreună cu grila nu are urme de rășină pe suprafață și poate fi studiată. De asemenea, replica structurii în rășină poate furniza informații prețioase. Astfel, pot fi evidențiate defecte fine în pasivarea structurii, contaminanți pe suprafața acesteia, mici porțiuni de rășină nepolimerizată ce s-ar fi pierdut prin decapsulare chimică.

Acest mod de decapsulare cu toate compromisurile sale, oferă analistului avantaje unice, putînd fi aplicat acolo unde metodele chimice nu sînt indicate.

3. Caracterizarea structurii unui circuit integrat prin secționare verticală

O bună caracterizare a straturilor constituite ale unui circuit integrat este necesară atît pentru caracterizarea proceselor noi și controlul proceselor existente, cît și pentru stabilirea modurilor de defectare. Pentru straturi mai subțiri de 1 μ , tehnicile metalografice convenționale sînt inaplicabile. SEM este un instrument potrivit datorită adîncimii mari de focalizare și a rezoluției înalte. Secționarea verticală a dispozitivelor se realizează prin clivare. Clivarea se obține ușor pe plachete de siliciu (100). Practic, se zgîrie dosul plachetei cu un diamant în zona de interes. Printr-o apăsare ușoară, placheta clivează de-a lungul planului perpendicular pe suprafața plachetei. Înainte de examinarea SEM, straturile de pe suprafața siliciului și regiunile diferit dopate din interior trebuie revelate printr-o corodare chimică corespunzătoare, deoarece SEM nu prezintă contrast corespunzător pentru a diferenția straturile unele de altele. Se folosesc soluții de corodare cunoscute (soluție Dash pentru evidențierea difuziei de bor și a defectelor în siliciu, soluție Secco pentru evidențierea polisiliciului și soluția de corodare SiO_2). Înainte de examinarea SEM, toate probele sînt acoperite cu un strat subțire (300 Å) de AuPd pentru îmbunătățirea rezoluției.

*Întreprinderea Microelectronica — București.

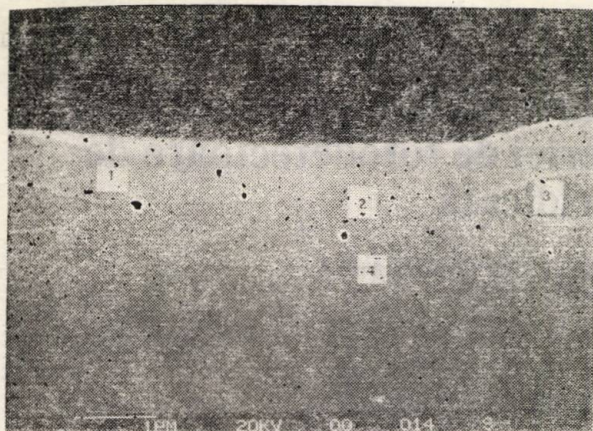


Fig. 1. Secțiune verticală printr-o structură test obținută prin proces LOCOS; 1 — polisiliciu, 2 — oxid subțire, 3 — oxid de cimp, 4 — siliciu. Mărire — 16.000 $\times$.

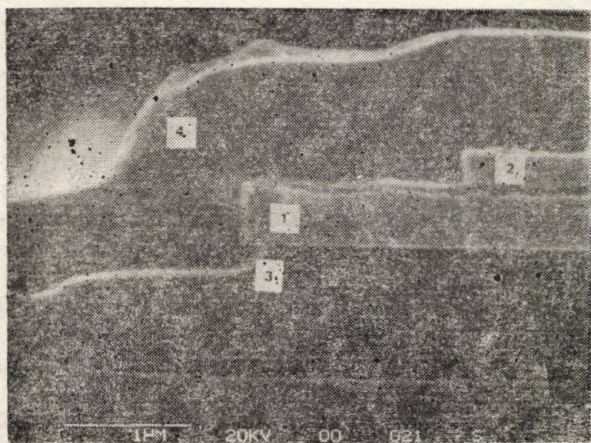


Fig. 2. Secțiunea verticală printr-o structură test cu două straturi de polisiliciu; 1 — polisiliciu A, 2 — polisiliciu B, 3 — SiO_2 , 4 — vapox. Mărire — 25.000 $\times$.

Cele trei figuri din lucrare prezintă câteva cazuri de aplicare a tehnicii descrise. Toate au fost realizate pe structuri test pentru caracterizarea proceselor noi. Figura 1 reprezintă o secțiune clivată într-o structură procesată LOCOS și având un oxid de poartă foarte subțire

(≈ 400 Å). Înaintea examinării, proba a fost atacată chimic în soluție de corodare SiO_2 pentru delimitarea interfețelor SiO_2 — Si și SiO_2 — polisiliciu. Tot o secțiune verticală printr-o structură test cu două straturi de polisiliciu prezintă și figura 2, iar figura 3 prezintă un traseu de fotorezist. Se poate măsura lățimea sa și panta peretelui. Forma crestată a peretelui se datorează undelor staționare formate în timpul expunerii.

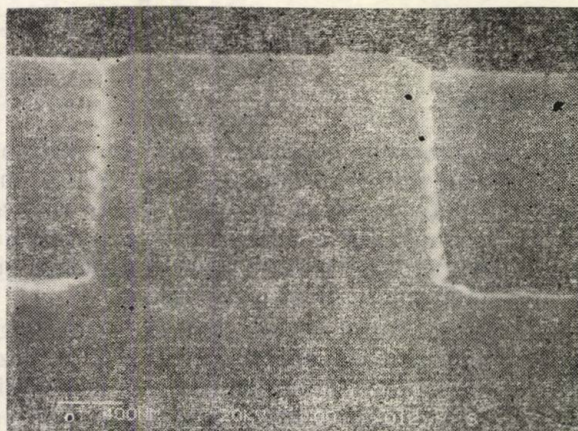


Fig. 3. Secțiune verticală printr-un traseu de fotorezist; Mărire — 32.500 $\times$.

4. Concluzii

Tehnicile analitice prezentate sînt procedee auxiliare în diagnosticarea unui defect, sau în caracterizarea unui proces, dar cunoașterea este deosebit de utilă în obținerea unor rezultate bune. Analistul de defecte va selecta cele mai indicate tehnici pentru stabilirea naturii defectului unui circuit, selecție bazată pe diagnosticul electric inițial.

Bibliografie

- [1] W. Byrne — Annual Proc. IEEE Rel. Symp. 1980.
- [2] J. Patel, A. D. Trigg — GEC Journal of research, vol. 2, no. 4, 1984.

CZ 621.396.622 : 535.2

FOTOTRIGGER
FOTODETECTOR INTEGRAT

Fotodetector pentru nivele foarte reduse de iluminare, o nouă etapă în completarea seriei de fotodetector de sensibilitate ridicată

DANA HAGIMĂ*, ELENA BUDIANU*, MIRA CĂLDĂRARU*,
CONSTANTIN POSTOLACHE* — București

Introducere

Fotodetectorii realizate până în prezent — fotodiode, fototranzistoare — nu pot fi utilizate la detecția unor densități foarte reduse de flux luminos, $E_v < 5 \text{ lx}$, și într-un domeniu larg de temperaturi $0 \div 80^\circ\text{C}$, decît asociate cu circuite de amplificarea și compensare.

Noul tip de fotodetector realizat — fototriggerul — reprezintă o etapă superioară în dezvoltarea seriei de fotodetector de sensibilitate ridicată, deoarece integrează pe același cip un element de detecție (fotodiodă), etaje de amplificarea, un circuit de compensare termică și un trigger Schmitt.

Una din problemele dificil de rezolvat a fost proiectarea parametrilor tehnologici astfel încît să se obțină simultan valori ridicate pentru sensibilitatea optică a fotodiodei ($\geq 1 \mu\text{A/klx}$) și factorii de amplificarea ai tranzistoarelor *nnp* (> 50) și compatibilitate TTL la ieșire.

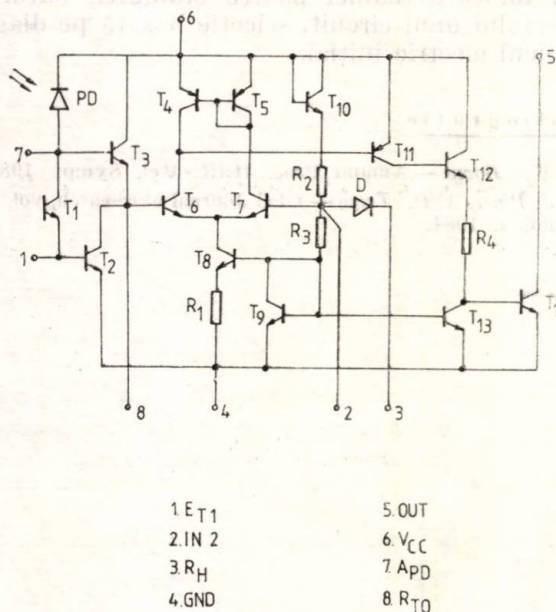


Fig. 1. Schema internă a fototriggerului.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București.

1. Schema internă

Schema internă a fototriggerului cuprinde următoarele etaje:

● *PD* — etaj pentru recepția radiației luminoase incidente.

Ca element de fotodetecție s-a utilizat o fotodiodă, datorită avantajelor sale: liniaritate și variație redusă a curentului de iluminare, I_{LPD} , cu temperatura (sub 10 % pe intervalul $0 \div 80^\circ\text{C}$). Dezavantajele fotodiodei: sensibilitate redusă ($< 1 \mu\text{A/klx}$) și variație puternică a curentului de întineric, I_D , cu temperatura (se dublează la fiecare 8°C) au impus introducerea unor etaje de amplificarea și compensare termică;

● T_1, T_2 — etajul de compensare termică pentru curentul de întineric al fotodiodei;

● T_3 — etaj de amplificarea pentru curentul de iluminare al fotodiodei;

● T_6, T_7 — trigger Schmitt introdus pentru obținerea unui fotodetector cu prag;

● T_{11}, T_{12} — etaj de amplificarea pentru semnalul de la ieșirea triggerului;

● T_{14} — etaj de ieșire, tip O.C., compatibil TTL, de curent $I_{Cmax} = 70 \text{ mA}$.

Schema adoptată prezintă avantajul că permite reglarea pragului de comutare $E_{A(TO)}$ și a histerizisului ΔE_A (fig. 2) cu ajutorul rezistențelor exterioare R_{TO} , respectiv R_H (fig. 3).

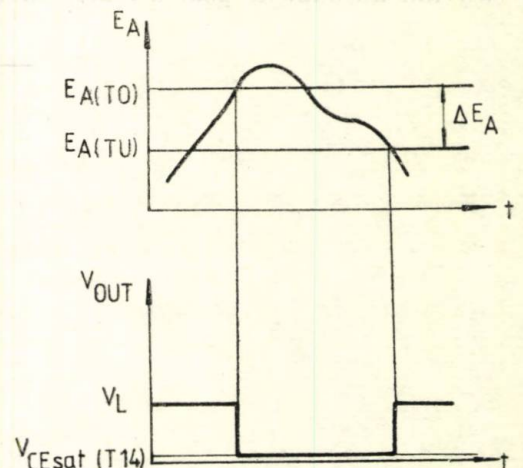


Fig. 2. Variația tensiunii de ieșire în funcție de iluminare.

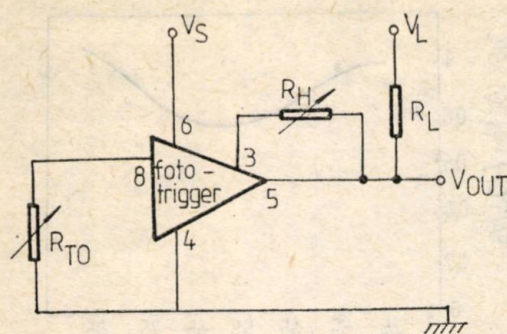


Fig. 3. Schema de utilizare.

2. Date de proiectare

2.1. Geometria componentelor.

Aria activă a fotodiodei este de $0,18 \text{ mm}^2$, pentru a asigura obținerea unei sensibilități optice $S > 1 \mu\text{A}/\text{klx}$.

Aria colector — bază a tranzistorului T_1 este aproximativ $1/10$ din aria activă a fotodiodei, pentru a îndeplini condiția $I_{CEO(T_1)} \gg 10^{-2} I_D$, necesară pentru compensarea variațiilor cu temperatura ale curentului I_D .

Tranzistorul T_{14} are perimetrul emitorului $p_E > 350 \mu\text{m}$, pentru a asigura $I_{Cmax} \geq 70 \text{ mA}$; pentru asigurarea compatibilității TTL la ieșire ($V_{CEsat} \leq 0,4 \text{ V}$) s-a efectuat difuzia de puț colector.

Gărzile au fost calculate pentru tensiuni maxime de peste 30 V .

2.2. Profilul de impurități.

În proiectarea profilului de impurități s-a urmărit:

a) obținerea unor praguri de comutare de valori scăzute ($< 5 \text{ lx}$);

b) obținerea unor tensiuni maxime de lucru de peste 30 V ;

c) obținerea unei tensiuni de saturație a tranzistorului final $V_{CEsat} \leq 0,4 \text{ V}$ la $I_C = 50 \text{ mA}$.

a) Pragul de comutare din starea „off” în stare „on” este dat de relația:

$$E_{A(TO)} = \frac{R_3 \cdot I_{ref''off''} + V_{BE} + R_{TO} \cdot I_{s''off''}/\beta}{S \cdot \beta \cdot R_{TO}},$$

iar pragul de comutare din stare „on” în starea „off” de relația:

$$E_{A(TU)} = \frac{R_3 \cdot I_{ref''on''} + V_{BE}}{S \cdot \beta \cdot R_{TO}}$$

unde:

I_{ref} — curent de referință;

I_s — curentul de colector al tranzistorului T_s ;

S — sensibilitatea fotodiodei;

β — factorul de amplificare al tranzistoarelor npn.

Se observă că pentru minimizarea pragurilor sînt necesare valori ridicate pentru sensibilitatea optică a fotodiodei și factorii de amplificare ai tranzistoarelor.

Sensibilitatea fotodiodei la o anumită lungime de undă, λ , este dată de relația:

$$S(\lambda) = A_{PD} \cdot \frac{\eta \cdot \lambda}{1240} k(\lambda)$$

unde:

A_{PD} — aria activă a fotodiodei;

η — eficiența cuantică a fotodiodei;

$k(\lambda)$ — coeficient de transformare $\text{W}/\text{m}^2 \rightarrow \text{lx}$.

Deoarece fototrigglerul va fi utilizat la detecția radiației solare, s-a calculat și optimizat η în funcție de valorile parametrilor tehnologici, pentru $\lambda = 0,5 \div 0,7 \mu\text{m}$. Au rezultat următoarele condiții pentru parametrii tehnologici:

$$x_{jPD} \leq 2,6 \mu\text{m}, \rho_{epi} \geq 1,5 \Omega \text{ cm}, x_{epi}, \text{ cît mai mare.}$$

Pentru realizarea unor tranzistoare cu $\beta > 50$ este necesar ca grosimea bazei să fie $W_B = 0,8 \div 0,9 \mu\text{m}$ și $N_{BO}/N_{EO} > 10^2$.

b) Pentru obținerea unor tensiuni maxime de lucru de peste 30 V , fără a afecta valorile sensibilității optice și ale factorilor de amplificare, rezultă condițiile $\rho_{epi} \geq 1 \Omega \text{ cm}$ și $x_B \geq 2 \mu\text{m}$.

c) Tensiunea de saturație sub $0,4 \text{ V}$ la 50 mA se poate obține îndeplinind condițiile:

— aria bazei tranzistorului de ieșire: $3,67 \times 10^4 \mu\text{m}^2$;

— parametri stratului epitaxial: $\rho_{epi} < 2 \Omega \text{ cm}$, $x_{epi} \leq 10 \mu\text{m}$;

— realizarea difuziei de puț colector;

— rezistența pe pătrat a stratului îngropat: $R_{SI} < 5 \Omega/\square$.

În scopul simplificării procesului tehnologic, baza tranzistoarelor npn și anodul fotodiodei se difuzează simultan, deci $x_{jPD} = x_B$.

Pentru obținerea unor valori corespunzătoare ale parametrilor tuturor elementelor schemei a rezultat un profil de impurități superficial, diferit de cele specifice CIL: $x_B = 2,5 \div 3 \mu\text{m}$; $W_B = 0,7 \mu\text{m}$; $N_{EO} > 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; $N_{BO} = 3 \div 5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$; $x_{epi} = 9 \div 10 \mu\text{m}$; $\rho_{epi} = 1,7 \div 2 \Omega \text{ cm}$; $R_{SI} < 5 \Omega/\square$.

3. Rezultate experimentale

Utilizînd măștile realizate în concepție proprie și procesul tehnologic de CI adoptat pentru fotodetectoare, s-au procesat structuri de

fototrigger pe plachete de Si produsela ICPMS, cu $\rho_n = 6 \div 12 \Omega\text{cm}$. Pe dispozitivele realizate s-au obținut următoarele performanțe:

- Sensibilitate optică ridicată a fotodiodei :

$$S = 1 \div 1,5 \mu\text{A/klx}$$

care asigură o valoare foarte redusă a pragurilor de comutare :

$$E_{A(TO)} = 3,9 \div 4,25 \text{ lx}$$

$$E_{A(TU)} = 2,6 \div 4 \text{ lx}.$$

- Tensiuni maxime :

$$V_{Smax} = 25 \div 30 \text{ V}$$

$$V_{EO_{T_{14}}} = 30 \div 45 \text{ V}.$$

- Tensiunea de ieșire în stare jos :

$$V_{OL} = 0,3 \div 0,35 \text{ V la } I_O = 50 \text{ mA},$$

asigurând compatibilitate TTL la ieșire.

- Curentul maxim de ieșire :

$$I_{Omax} = 70 \text{ mA},$$

deci fototriggerul poate comanda direct relee de putere mică.

- Maximul sensibilității spectrale (fig. 4) :

$$\lambda_p = 730 \text{ nm}$$

și banda spectrală :

$$\Delta\lambda_{0,5} = 600 \div 900 \text{ nm}.$$

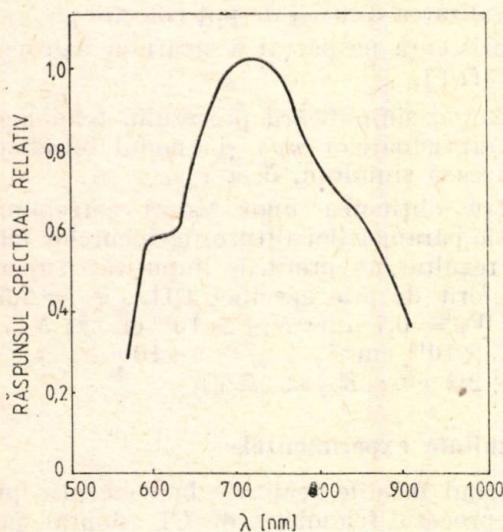


Fig. 4. Caracteristica spectrală.

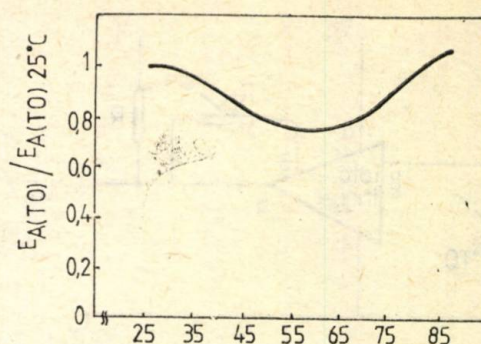


Fig. 5. Variația pragului de comutare $E_{A(TO)}$ cu temperatura.

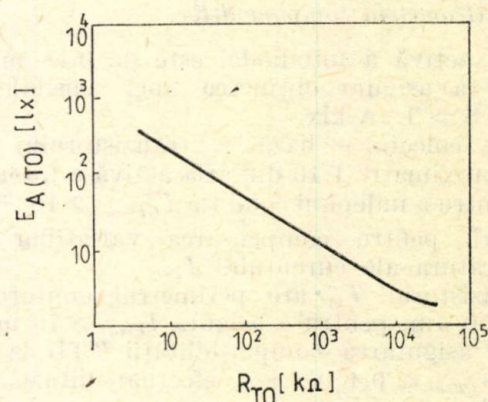


Fig. 6. Variația pragului de comutare $E_{A(TO)}$ în funcție de valoarea rezistenței exterioare R_{TO} .

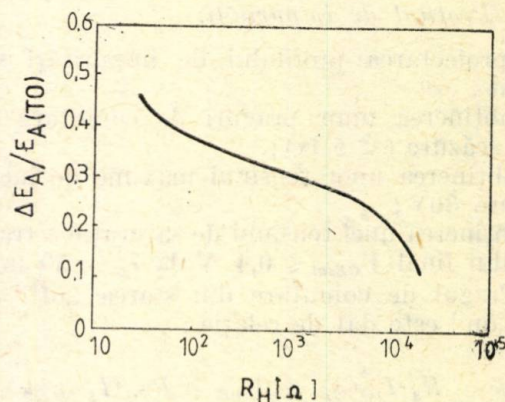


Fig. 7. Variația histeresisului ΔE_A în funcție de valoarea rezistenței exterioare R_H .

Aceste valori sînt diferite de cele corespunzătoare fotodiodelor și fototranzistoarelor, fototriggerul fiind optimizat pentru detecția radiației solare.

- Compensare termică în domeniu $25 \div 80^\circ\text{C}$ (fig. 5). Se observă că la 80°C $E_{A(TO)}$ are aproximativ aceeași valoare ca la 25°C .

- Schema adoptată permite reglarea pragului $E_{A(TO)}$ și a histeresisului ΔE_A din exterior, cu ajutorul rezistențelor R_{TO} și R_H (fig. 6,7).

4. Concluzii

S-a experimentat posibilitatea integrării pe același cip cu elementul de fotodetecție a unor etaje de amplificare și de compensare termică. S-a ales o schemă complexă, care conține pe lângă elementul de detecție și elemente de CI liniare și TTL. Pe acest circuit s-a studiat posibilitatea proiectării optime a profilului de

impurități și a geometriei pentru a obține parametri performanți pentru toate elementele schemei. S-a obținut un fotodetector integrat pentru nivele foarte reduse de iluminare ($< 5 \text{ lx}$), compensat termic.

Bibliografie

- [1] Budianu, E., Purica, M., Arie, M., In: E.E.A. Automatica și electronica 27, nr. 1, 1984, p. 29—33.

CZ 621.3.09:669.7

TRADUCTOR DE PRESIUNE
SILICIU

Senzor piezorezistiv pe siliciu monocristalin.

MIRCEA MUNTEAN*, LUCIAN VASILICA*, DAN GURAN*, IOAN PAVELESCU**,
FLORIN CRĂCIUNOIU**, CORNEL ANTON** — București

1. Introducere

Efectul piezorezistiv, care constă în variația rezistenței electrice sub acțiunea unor tensiuni mecanice exercitate asupra unui material (semiconductor sau metal), s-a dovedit a fi extrem de util în măsurarea unor mărimi mecanice precum sînt presiunea și accelerația. Realizarea traductorilor de presiune pe materiale semiconductoare conduce la creșterea preciziei și sensibilității metodelor de măsură și permite miniaturizarea schemelor de măsură.

În lucrare este prezentată o primă încercare de realizare a unui senzor piezorezistiv pe siliciu monocristalin de tip n prin utilizarea tehnologiei planare pentru obținerea unor rezistențe difuzate de tip p . După cum se știe, variația rezistenței electrice în cazul siliciului de tip p este determinată de ridicarea degenerării benzilor energetice prin aplicarea unei deformări anizotrope, care are ca urmare anizotropia masei efective a gurilor, adică a mobilității acestora, aportul gurilor la conductivitate fiind diferit (ceea ce conduce la variația rezistenței chiar dacă numărul total al gurilor rămîne neschimbat) [1].

2. Elemente de proiectare

Variația relativă a rezistenței se determină, cu relația:

$$\Delta R/R = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t + \pi_f \sigma_f \quad (1)$$

în care σ_l , σ_t și σ_f sînt eforturile longitudinal transversal (față de direcția curentului) și, respectiv, de forfecare, iar π_l , π_t și π_f sînt coeficienții piezorezistivi corespunzători acestor

eforturi. Legătura lor cu coeficienții π_{11} , π_{12} și π_{44} ai tensorului piezorezistiv, în cazul cristalinului cubic, este dată de setul de relații:

$$\begin{aligned} \pi_l &= \pi_{11} - 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 m_1^2 + l_1^2 n_1^2 + m_1^2 n_1^2) \\ \pi_t &= \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 l_2^2 + m_1^2 m_2^2 + n_1^2 n_2^2) \\ \pi_f &= \pi_{44} + 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 l_2^2 + m_1^2 m_2^2 + n_1^2 n_2^2) \end{aligned} \quad (2)$$

unde l_1 , m_1 , n_1 și l_2 , m_2 , n_2 reprezintă cosinuşii directori pentru curent și, respectiv, efort. În cazul siliciului de tip p se poate face aproximația: $\pi_l \simeq \pi_{12} \simeq 0$, ceea ce conduce la simplificarea sistemului (2). Pentru anumite direcții cristaline acești coeficienți iau valori extreme [2]:

$$\begin{aligned} \pi_l &= \begin{cases} 0 & \text{pentru } <100> \\ 2\pi_{44}/3 & \text{pentru } <111> \\ \pi_{44}/2 & \text{pentru } <110> \end{cases} \\ \pi_t &= \begin{cases} 0 & \text{pentru } <100> \\ -\pi_{44}/3 & \text{pentru } <111> \\ -\pi_{44}/2 & \text{pentru } <110> \end{cases} \end{aligned} \quad (3)$$

$\pi_f \simeq 0$ pentru $<100>$, $<111>$ și $<110>$.

Pentru utilizarea efectului piezorezistiv în această aplicație, prezintă interes acele direcții cristaline pentru care π_l și π_t au valori maxime, iar $\pi_f = 0$.

* Întreprinderea de Echipamente Aerospațiale Aerofina București.

** Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

În general, traductoarele de presiune cu siliciu se realizează prin difuzia unor rezistențe de tip p într-o diafragmă de siliciu de tip n , încastrată pe margini. Dacă se consideră o diafragmă circulară, aproximația izotropă conduce la o comportare predictibilă a dispozitivului, deoarece distribuția eforturilor este ușor de calculat. În cazul unei diafragme rectangulare, datorită caracterului anizotrop, distribuția eforturilor nu se poate rezolva decât prin calcul numeric și, în plus, este necesară o foarte bună aliniere a măștilor în scopul dispunerii piezorezistențelor în pozițiile cu efort maxim pe diafragmă.

În proiectarea senzorului s-a ținut seama de următoarele elemente:

- diafragmă circulară;
- utilizarea, într-o primă încercare, a siliciului (111) și alegerea ca direcție longitudinală, direcția $\langle 110 \rangle$;
- rezistența mecanică a membranei, corespunzătoare domeniului de presiune 0–1500 mbar, în conformitate cu relația [3]:

$$5\sigma'_r \geq (\sigma_r + \sigma_t)_{r=0} \quad (4)$$

în care:

$$\sigma_r = (3/8) (p_{max}/h^2) [a^2(1 + \nu) - r^2(3 + \nu)]$$

$$\sigma_t = (3/8) (p_{max}/h^2) [a^2(1 + \nu) - r^2(1 + 3\nu)]$$

unde σ'_r reprezintă limita de rupere a siliciului monocristalin, a — raza diafragmei ($a = \phi_a/2$), ν — coeficientul Poisson ($\nu = \bar{\nu} \simeq 0,35$), h — grosimea diafragmei, iar r , raza vectorială.

Pentru obținerea unei bune sensibilități este necesar ca $h/a \leq 0,1$.

- conectarea în punte, direct prin mască, a rezistențelor (fig. 1); pentru evitarea pe cât posibil a driftului termic, pe de o parte, și

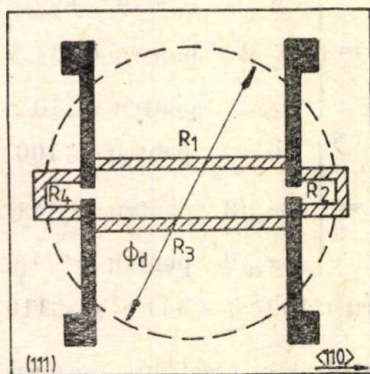


Fig. 1. Conectarea în punte, direct prin mască a rezistențelor.

mărirea sensibilității, pe de altă parte, este necesară îndeplinirea condițiilor:

$$\begin{cases} R_1 = R_3; R_2 = R_4 \\ \Delta R_1/R_1 = \Delta R_2/R_2 = \Delta R_3/R_3 = \Delta R_4/R_4 \end{cases} \quad (5)$$

ceea ce este posibil dacă:

$$(\Delta R/R)_r = -(\Delta R/R)_t \quad (6)$$

unde:

$$(\Delta R/R)_r = \pi_t \bar{\sigma}_r + \pi_t \bar{\sigma}_t$$

$$(\Delta R/R)_t = \pi_t \bar{\sigma}_r + \pi_t \bar{\sigma}_t$$

$$\bar{\sigma}(r) = \int \sigma(r) dr / \int dr$$

ultima relație exprimând faptul că eforturile se mediază pe lungimea rezistenței; condiția (6) se realizează prin schimbarea sensului eforturilor în membrană (eforturi centrale și periferice).

În consecință, toate aceste elemente au condus la configurația reprezentată în figura 1, cu $\phi_a = 7,5$ mm.

3. Realizarea experimentală

Pentru realizarea acestei variante a senzorului piezorezistiv s-au utilizat plachete de siliciu (111) de tip n , cu rezistivitatea 4–6 ohm cm. După oxidare și procesul fotolitografic corespunzător s-a difuzat bor din sursă planară de tip BN, astfel încât valoarea rezistențelor R_1 și R_3 să se situeze în domeniul 1–5 kohm. Contactarea rezistențelor s-a făcut cu aluminiu ($\sim 8000 \text{ Å}$) sinterizat în gaz de formare la 450°C . Plachetele au fost subțiate apoi la cca. 110 μm .

Pentru asamblarea structurilor s-a realizat o capsulă originală. Ambaza s-a obținut, prin strunjire, dintr-un material pe bază de rășină epoxidică cu excelente proprietăți mecanice, termice și electroizolante. Ea a fost prevăzută cu 4 terminale aurite. În centrul ambazei, în care s-a format un orificiu de admisie a aerului, s-a montat un inel metalic cu diametrul interior de 7,5 mm (care, de fapt, delimitează diametrul diafragmei senzorului). Pe inelul metalic s-a lipit, cu o rășină neconductivă, structura semiconductoră. După realizarea conexiunilor s-a atașat la ambază un capac metalic prevăzut cu un orificiu central de admisie a aerului.

4. Rezultate experimentale

Măsurătorile efectuate au pus în evidență următoarele rezultate:

- neliniaritate maximă : 0,2% în gama 0—1500 mbar (fig. 2);
- pragul de sensibilitate : 6 mbar; sensibilitate : 2 mbar;
- dependență liniară de temperatură în gama -28°C — $+75^{\circ}\text{C}$;
- offset cu temperatura : $0,06\%/^{\circ}\text{C}$;
- histerezis maxim : 0,8%.

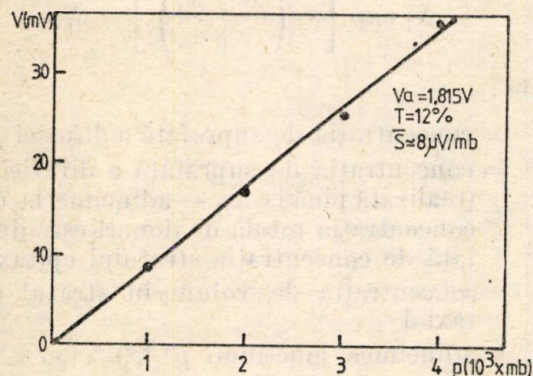


Fig. 2. Curba de testare a senzorului.

Senzorul a fost testat până la 4 bar, neliniaritatea acestuia nedepășind, în gama 1,5—4 bar, valoarea de 0,8% (fig. 2).

5. Concluzii și discuții

S-a proiectat și realizat un senzor piezorezistiv utilizabil în gama de presiuni 0—1500 mbar. Rezultatele obținute pun în evidență posibilitățile de realizare a unor astfel de dispozitive și încurajează eforturile autorilor orientate spre realizarea unor traductori de presiune cu performanțe îmbunătățite prin :

- utilizarea siliciului (100);
- micșorarea ariei senzorului ca efect al realizării prin corodare chimică a unor diafragme de siliciu foarte subțiri;
- optimizarea proceselor tehnologice;
- modelare de dispozitiv;
- îmbunătățirea procedeului de asamblare;
- realizarea unor capsule performante;
- compensare termică integrată;
- integrarea circuitului de măsură etc.

Bibliografie

- [1] Kireev, P. S., Fizica semiconductorilor, Editura științifică și enciclopedică, București, 1977.
- [2] J. Appl. Phys., 32 (10), 1961, p. 2008.
- [3] J. Appl. Phys., 33 (11), 1962, p. 3322.

CZ 621.385.2 : 621.316.7

DIODA DE MICROUNDE
PROFIL HIPERABRUPT
DUBLA DIFUZIE

Varactor hiperabrupt dublu difuzat pentru banda X

FLORIN CRĂCIUNOIU, CRISTINA BUICULESCU, ALEXANDRU MÜLLER, RALUCA MÜLLER, ALEXANDRU DOROBANȚU* — București

1. Introducere

O soluție radicală pentru mărirea ratei de acord și a sensibilității unei diode varactor constă în folosirea profilului hiperabrupt. Caracteristic diodelor hiperabrupte este forma curbei $C = f(V)$, care în scară dublu logaritmică prezintă un punct de inflexiune (V_i) în care sensibilitatea

$$\gamma = d \log C / d \log (V + V_{bi})$$

are o valoare maximă (γ_i). Valoarea γ_i , care se urmărește a fi cât mai mare, tensiunea corespunzătoare V_i , care trebuie să fie cât mai mică,

alături de rata de acord (r) și frecvența de tăiere ($f_{c\lim}$) ce se doresc cât mai mari, reprezintă parametrii deosebit de importanți ai diodelor hiperabrupte [1], [2].

Dacă în cazul diodelor abrupte simplu difuzate, mărirea frecvenței de tăiere (deci și cea de lucru) se realizează relativ simplu prin mărirea dopajului în stratul epitaxial — fapt ce compromite într-o măsură rata de acord —, în cazul diodelor hiperabrupte lucrurile sînt mult mai complicate. Profilele de impurități rezultate din calcule, compatibile cu frecvențe de tăiere mari, ridică dificultăți tehnologice, ceea ce face ca în mod obișnuit diodele varactor hiperabrupt să fie utilizate până la frecvențe de lucru ce nu depășesc 500 MHz. În domeniul benzii X, dispozitivul trebuie folosit în zona sen-

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare—București.

sibilității maxime, în jurul punctului de inflexiune. Aici se poate obține, pentru un profil experimental realizabil, o frecvență de tăiere corespunzătoare.

Vom arăta modul de proiectare și tehnologia de realizare a unei diode varactor hiperabrupt pentru bandă X, diodă a cărei rată de acord este mai mare ca 5 și care prezintă o valoare maximă a factorului de sensibilitate de 1,3.

2. Modelarea profilului hiperabrupt

Profilul hiperabrupt se obține prin realizarea în stratul epitaxial (în dreapta joncțiunii) a unei zone în care concentrația de impurități descrește cu distanța (fig. 1). În această si-

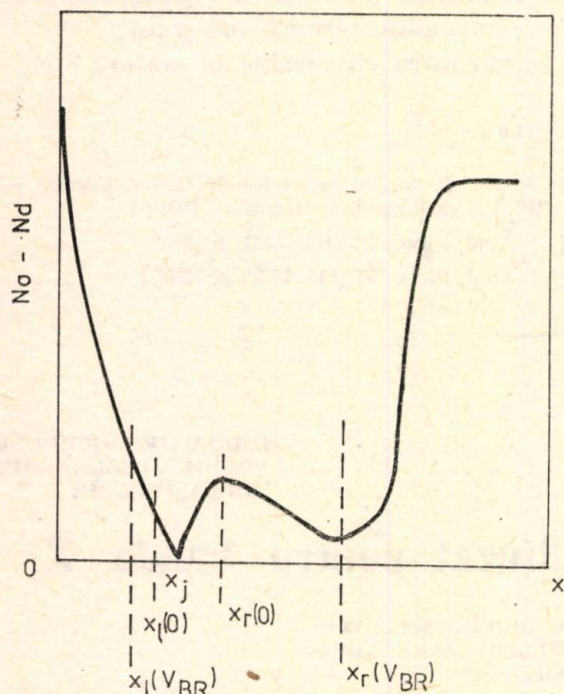


Fig. 1. Profilul hiperabrupt.

tuație, la variația tensiunii, excursia limitei din dreapta a zonei de sarcină spațială este extinsă mai mult decât în cazul unei diode abrupte; de aici sensibilitatea mult mai mare a diodei în domeniul de tensiune în care are loc trecerea limitei din dreapta a sarcinii spațiale prin zona în care concentrația de donori scade cu distanța.

Acest profil special a fost studiat în diverse lucrări, care i-au arătat avantajele în ceea ce privește caracteristica $C = f(V)$ [3] și au prezentat curbe pentru profile particulare [4], [5]. Cum profilul este complicat și practic imposibil de aproximat, chiar și pe porțiuni, ca treaptă sau liniar gradat, caracteristica $C = f(V)$ poate fi obținută numai numeric.

Varactorul studiat s-a realizat prin difuzii n^+ și p^{++} într-un strat epitaxial n . În această situație, se consideră un profil dublu difuzat de tip gaussian [2], [6]:

$$N_1 = N_0 \exp \left[- \left(\frac{x + x_j}{a} \right)^2 \right] - N_1 \exp \left[- \left(\frac{x + x_j}{b} \right)^2 \right] - N_B$$

unde:

N_0 = concentrația de suprafață a difuziei p^{++}

N_1 = concentrația de suprafață a difuziei n^+ (realizată până la x_{j1} — adîncime la care concentrația totală de donori este dublă față de concentrația stratului epitaxial)

N_B = concentrația de volum în stratul epitaxial

x_j = adîncimea joncțiunii $p^{++} n^+$ ($x_j < x_{j1}$)

a, b = parametrii de profil care se calculează din condițiile $N(x=0) = 0$ și $N(x_{j1} - x_j) = -2N_B$.

Utilizînd un algoritm de calcul care ține cont de purtătorii mobili, se obțin rezultate care pot fi confruntate cu experimentul chiar și în jurul valorii de zero volți [6]. S-au obținut familii de curbe $C = f(V)$, $R_s = f(V)$, și $f_{c\lim} = f(V)$, funcție de parametrii de profil.

În figura 2 sînt prezentate cîteva familii de curbe $C = f(V)$. Se constată că obținerea unei sensibilități mari a variației de capacitate cu tensiunea, impune superficializarea joncțiunii $p^{++} n^+$.

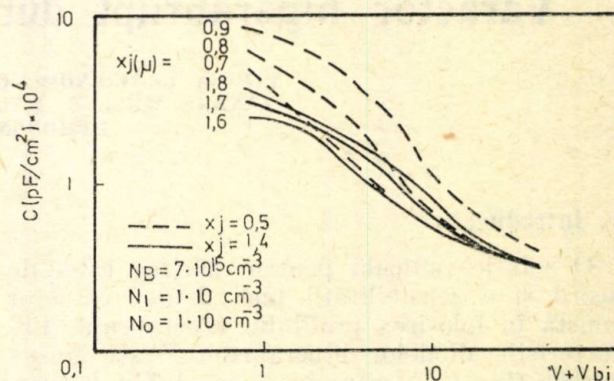


Fig. 2. Variația capacității diodei în funcție de tensiune (curbe selectate).

Variația factorului γ_i și a tensiunii corespunzătoare V_i , funcție de concentrația de impurități în stratul epitaxial (fig. 3), evidențiază faptul că V_i și γ_i se comportă contradictoriu unul față de celălalt în funcție de grosimea „bazei” ($x_{j1} - x_j$) și că valoarea γ_i este puternic influențată de superficializarea joncțiunii

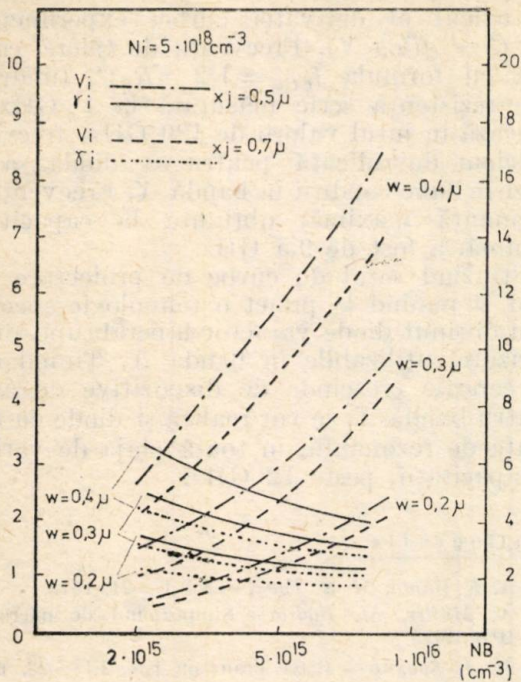


Fig. 3. Variația γ_i și V_i în funcție de concentrația de impurități.

$$(W = x_{j1} - x_j)$$

$p^{++}n^{+}$. În aceste condiții, realizarea varactorului hiperabrupt pentru microunde implică superficializarea extremă a profilului, la limite greu de atins cu tehnologia de difuzie clasică.

Pentru atingerea performanțelor impuse de dispozitiv ($\gamma_i \geq 1$, $V_i = 6 \pm 2$ V, $r \geq 5$) și frecvența de tăiere 180 GHz (la tensiunea corespunzătoare inflexiunii) din familia de curbe $C = f(V)$, ne-am propus profilele $N_B = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $N_1 = 2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, $x_j(p^{++}n^{+}) = 0,5 \mu\text{m}$ și $x_{j1}(n^{+}n) = 0,9 \mu\text{m}$ (A) și respectiv $x_j = 0,6 \mu\text{m}$ și $x_{j1} = 1,1 \mu\text{m}$ (B).

3. Realizare tehnologică

Profilul hiperabrupt ridică o serie de dificultăți tehnologice. Difuzia n^{+} trebuie să aibă o concentrație de suprafață scăzută, proces greu de controlat. Dopantul trebuie astfel ales încât să nu înainteze în cursul difuziei p^{++} , pentru a putea obține „baze” de $0,3 \dots 0,5 \mu\text{m}$.

Procesarea s-a efectuat pe un siliciu epitaxial cu $N_B = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ și $x_{epi} = 4 \dots 5 \mu\text{m}$, crescut pe substrat dopat cu arsen ($\rho \leq 0,004 \Omega \text{ cm}$) pentru minimizarea rezistenței serie reziduale, în care s-a realizat prin dublă difuzie profilul $p^{++}n^{+}n$ superficial, cu o „bază” deosebit de subțire: $0,4 \mu\text{m}$ în cazul A și $0,5 \mu\text{m}$ în cazul B.

A fost pusă la punct o tehnologie specială pentru realizarea difuziei n^{+} cu arsen, la concentrație de suprafață scăzută și adâncime mică, urmată de o difuzie p^{+} superficială. Arsenul, dopant cu coeficient de difuzie scăzut, atît

în SiO_2 cît și în Si, difuzează printr-un strat de SiO_2 gros de $500 \text{ \AA}$ crescut termic, care limitează cantitatea de arsen ce pătrunde în siliciu. Peste acest strat de SiO_2 se depune, prin tehnici CVD, un oxid dopat cu arsen, din TEOS și AsCl_3 , de maximum $1000 \text{ \AA}$, ce conține sursa de dopare.

Într-o primă etapă, la 1150°C , atomii de arsen penetrează oxidul de siliciu și pătrund în siliciu. După îndepărtare în acid fluorhidric a straturilor de oxid cu și fără arsen, la 1200°C are loc redistribuirea atomilor de dopant în siliciu. Durata procesului este determinată de adîncimea dorită ($0,9 \mu\text{m}$ și $1,1 \mu\text{m}$). Al doilea proces de difuzie, pentru bor, se realizează la temperaturi mai scăzute (975°C și respectiv 1000°C) pentru a influența cît mai puțin distribuția anterioară de impurități și pentru a putea controla profilul superficial $p^{++}n^{+}$ ($0,5$ și respectiv $0,6 \mu\text{m}$).

În continuare procesul urmează tehnologia MESA pasivată cu bioxid de siliciu, cu folosirea metalizării Ti-Al ce nu dizolvă stratul subțire difuzat, asigurînd astfel protecția joncțiunii superficiale.

4. Rezultate experimentale. Concluzii

Curbele experimentale $C = f(V + V_{bi})$ pentru două loturi de diode varactor hiperabrupt de microunde sînt prezentate în figura 4 și

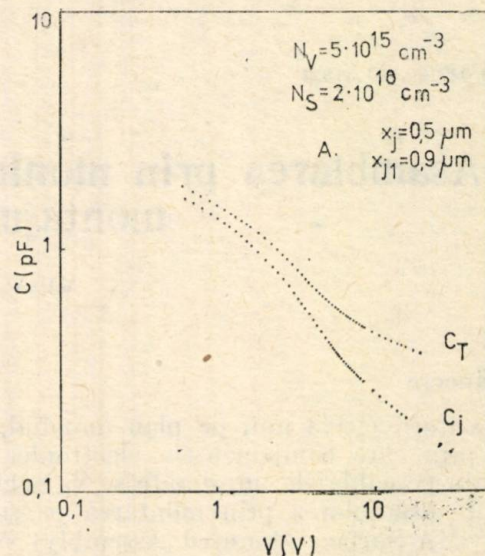
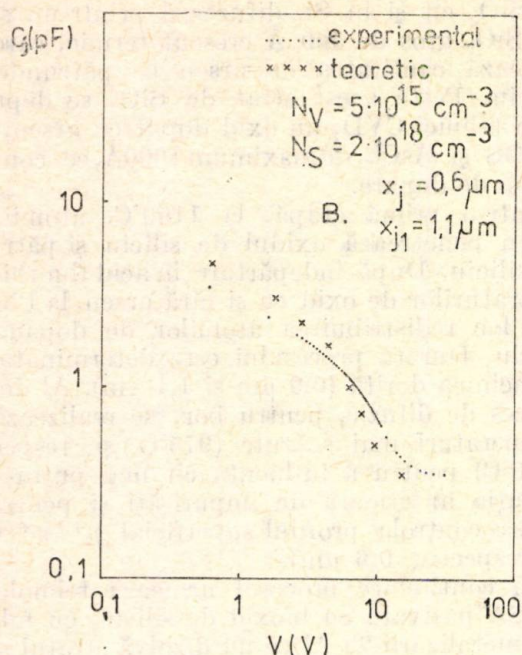


Fig. 4. $C = f(V + V_{bi})$ pentru diodele A.

figura 5. Caracteristicile teoretice capacitate—tensiune se determină folosind metoda prezentată anterior. Rezultatele experimentale nu diferă cu mai mult de $10 \dots 20\%$ față de cele teoretice.

Diodele realizate la CCSIT—S au rate de acord cuprinse între $5,1$ și 7 . Grupul A de dispozitive are factorul $\gamma_i = 0,84$ la tensiunea de

Fig. 5. $C = f(V + V_{bi})$ pentru diodele B.

inflexiune $V_i = 4,8$ V, în timp ce diodele din grupul B au $\gamma_i = 1,31$ la $V_i = 8$ V. Pentru determinarea sensibilității s-a folosit un program

de calcul al derivatei curbei experimentale $\log C = f(\log V)$. Frecvența de tăiere calculată cu formula $f_{ctim} = 1/2 \pi R_s C_j$ (unde R_s este rezistența serie măsurată la 1 GHz) se situează în jurul valorii de 180 GHz, frecvență suficient de ridicată pentru ca dioda să lucreze în bune condiții în banda X. Frecvența de rezonanță maximă, obținută la capacitatea minimă, a fost de 9,5 GHz.

Utilizând setul de curbe de proiectare realizat și punând la punct o tehnologie specială, s-au obținut diode varactor hiperabrupt, dublu difuzate, utilizabile în banda X. Ținând cont de cererile crescînde de dispozitive de acord pentru banda X, se vor realiza și diode cu frecvența de rezonanță, în toată plaja de variație a capacității, peste 12 GHz.

Bibliografie

- [1] A. K. Gupta, M. S. Tyagi — S.S.E., 21, 1978.
- [2] A. Müller, M. Bădilă — Simpozionul de microunde, IPB, 1979.
- [3] R. J. Soukup — IEEE Trans. on EN, ED—23, no. 3, 1976.
- [4] P. Kannam, s.a. — IEEE Trans. on ED, ED—18, no. 2, 1971.
- [5] M. S. Tyagi, A. K. Gupta, IEEE Trans. on ED, ED—24, no. 10, 1977.
- [6] A. Müller, s.a., EEA, Autom. și electr., 23, no. 1, 1979.

CZ 621 315.6 : 621.319.5

MONTAJ PE SUPRAFAȚĂ
COMPONENTE MICROMINIATURĂ

Asamblarea prin montarea pe suprafață — o nouă eră a montajului în electronică

MIHAI GEORGESCU* — București

Introducere

În viitorii cîțiva ani, pe plan mondial, metoda prin care componentele electronice sînt montate pe cablaje imprimate se va schimba radical. Asamblarea prin montarea pe suprafață (SMA-Surface Mounted Assembly) va înlocui atît plantarea manuală, cît și inserția automată.

În reviste de specialitate [1, 2] se estimează că circa 50% din aparatura electronică fabricată în lume în anul 1985 va folosi asamblarea prin montarea pe suprafață, iar în anul 1990 circa 50% din aparatura existentă în lume va fi realizată prin această metodă. În prezent,

în Japonia se fabrică mai multe produse realizate prin montarea pe suprafață decît în Statele Unite și Europa la un loc. Esențiale pentru această tehnică sînt: componentele electronice microminiatură specifice (SMD-Surface Mounted Devices) obținabile, echipamentele automate de montare, cunoștințele și experiența legate de procesele de lipire.

1. Avantajele și dezavantajele montării pe suprafață

Această tehnică de montare [3] a apărut ca rezultat al cercetărilor făcute pentru eliminarea discrepanțelor existente între dezvoltarea componentelor tot mai bune, mai complexe și mai mici și dezvoltarea tehnicilor de montaj ce ar trebui să fie mai ieftine și mai bune. Pînă

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare—București

în prezent, costul unui circuit electronic era determinat de costul asamblării. *Primul avantaj* mare al montării pe suprafață este *reducerea cu până la 50% a costului circuitului realizat*. Comparînd prețul de cost obținut prin trei tehnici automate de montaj (inserția de componente cu terminale axiale, inserția de componente cu terminale radiale, montarea pe suprafață) raportul este 10 : 3 : 1. Creșterea vitezei de asamblare, reducerea consumurilor materiale, folosirea cablajelor fără găuri și realizarea unor nivele superioare de fiabilitate contribuie la micșorarea spectaculoasă a prețului de cost. *Al doilea avantaj* important al utilizării acestei tehnici este *reducerea drastică a dimensiunilor circuitului* (fig. 1). Aceasta se

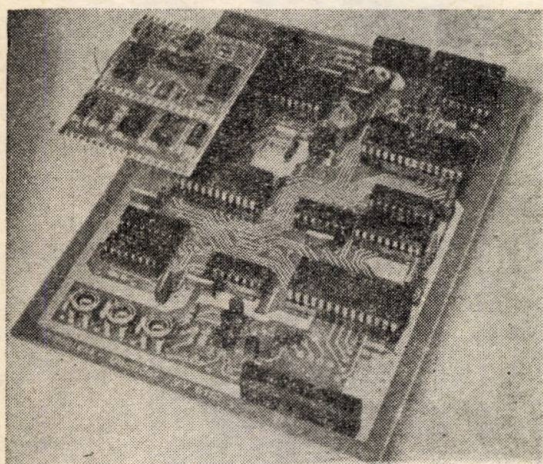


Fig. 1. Circuite realizate prin tehnologia clasică și prin montarea pe suprafață.

datorează dimensiunilor mai mici ale componentelor specifice comparativ cu componentele convenționale. *Al treilea avantaj* major este dat de numărul mic de defecte rezultat în timpul procesului de producție. Comparativ cu inserția automată, numărul de defecte poate scădea cu 99%. Tehnica montării pe suprafață asigură, de asemenea, o calitate mai bună a produselor finite, o rezistență mai mare a circuitelor la încercări mecanice, o comportare mai bună a circuitelor la înaltă frecvență.

Dezavantajele acestei tehnici sînt numai pentru moment și constau în : cost mai mare pentru început, necesitatea reproiectării cablajelor, greutatea inerentă la introducerea în producție a unor tehnologii noi și dificultatea găsirii furnizorilor pentru componente.

2. Componente specifice montării pe suprafață

O parte din componentele specifice montării pe suprafață au existat cu mult timp înaintea utilizării acestei tehnici la realizarea circuitelor pe cablaje imprimate, ele fiind folosite în trecut la fabricarea circuitelor integrate hibride. În prezent, sînt obținabile forme specifice de

rezistoare, condensatoare ceramice, electrolitice și cu tantal, diode, tranzistoare și circuite integrate monolitice.

Rezistoarele au valori cuprinse între 1Ω și $10 M\Omega$ la o putere de $0,125 W$, avînd dimensiunile $3,2 \times 1,6 \times 0,6$ mm. Sînt realizate prin depunere serigrafică a unui strat rezistiv pe un suport rectangular (fig. 2) de ceramică alumi-

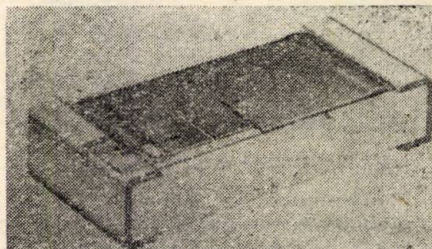


Fig. 2. Rezistor.

noasă. După ardere și ajustare, rezistoarele sînt glazurate. Electrozi interni de metal asigură un contact bun între stratul rezistiv și electrozii exteriori. Ele pot să reziste la imersie în aliaj de lipit, cu probabilitatea de defectare sub $1 \times 10^{-9} h^{-1}$.

Condensatoarele ceramice multistrat (fig. 3) sînt obținabile cu capacități între $0,47 pF$ și $1 \mu F$, la $50 V$ și $63 V$. Materialele dielectrice folosite au o rezistență de izolație mare și pot să reziste atît la temperaturi mari, cît și la variații rapide de temperatură. Drept urmare, condensatoarele pot fi imersate în aliaj de lipit la $260^\circ C$, timp de 1 min. Există diverse tehnologii de fabricare a condensatoarelor multistrat, iar în funcție de capacitate există diverse dimensiuni la care sînt realizate, între $2 \times 1,25 \times 0,51$ mm și $5,7 \times 5,0 \times 1,9$ mm. Probabilitatea de defectare este sub $1 \times 10^{-9} h^{-1}$, cu un nivel de încredere de 60%.

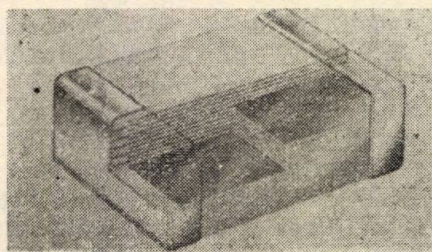


Fig. 3. Condensator ceramic.

Condensatoarele electrolitice cu electrolit lichid sînt realizate în valori de la $0,1 \mu F$ la $22 \mu F$, pentru o tensiune de lucru de la $6,3 V$ la $63 V$. Condensatoarele sînt construite din folii de aluminiu separate prin straturi de hîrtie impregnată cu electrolit, totul închis într-o cutie cilindrică de aluminiu și înrobă într-o capsulă de plastic (fig. 4). Sînt fabricate la dimensiunile $8 \times 3,6 \times 3,7$ mm sau $12 \times 3,6 \times 3,7$ mm. Componentele pot fi imersate în aliaj de lipit la $260^\circ C$, timp de 10 secunde. Pro-

abilitatea de defectare este sub $1 \times 10^{-6} \text{h}^{-1}$, cu un nivel de încredere de 60%. În prezent, se desfășoară cercetări intense pentru realizarea condensatoarelor cu electrolit solid.

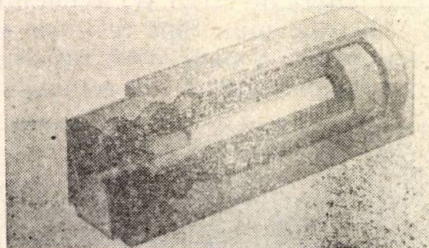


Fig. 4. Condensator electrolitic.

Condensatoarele cu tantal se fabrică în valori cuprinse între 100 nF și 100 μF , la tensiuni de lucru între 4 V și 50 V, având dimensiuni între $2,54 \times 1,27 \times 1,27$ mm și $7,25 \times 3,81 \times 2,79$ mm (fig. 5). Componentele au un anod rectangular

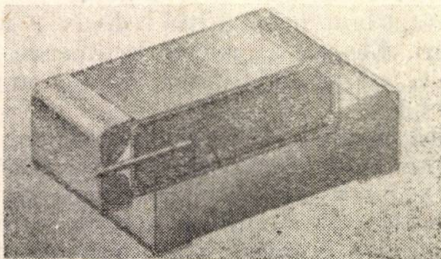


Fig. 5. Condensator tantal.

de tantal foarte pur, sinterizat, pe care este format un strat de oxid ca material dielectric. Anodul este apoi învelit într-un electrolit solid și asamblat într-o capsulă dură ce permite imersia condensatorului, timp de 10 secunde, într-o baie de aliaj de lipit aflat la 260°C . Probabilitatea de defectare este sub $1 \times 10^{-6} \text{h}^{-1}$.

Diodele și tranzistoarele se realizează în capsule tip SOT-23 (fig. 6), având dimensiunile $2,9 \times 1,3 \times 1,2$ mm, SOT-89 (fig. 7) având dimensiunile $4,6 \times 2,6 \times 1,6$ mm și SOT-143 (fig. 8), având dimensiunile $2,9 \times 1,3 \times 1,2$ mm. Numai pentru diode se folosește capsula cilindrică SOD-80 (fig. 9), având diametrul de 1,6 mm și înălțimea de 3,5 mm. Sînt obținabile tranzistoare de mică putere pînă la 1 W și cu tensiuni de lucru pînă la 250 V. Toate dispozitivele pot fi imersate timp de 10 secunde în aliaj

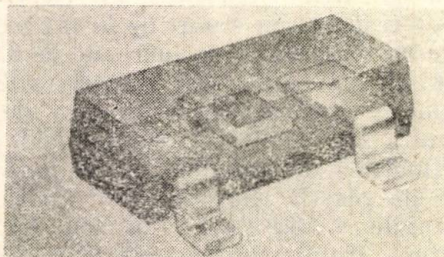


Fig. 6. Capsulă SOT-23.

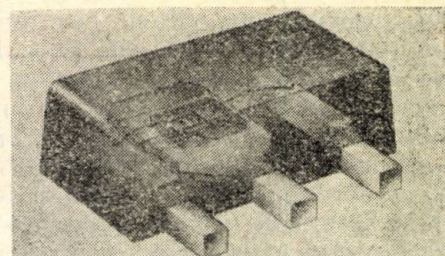


Fig. 7. Capsulă SOT-89.

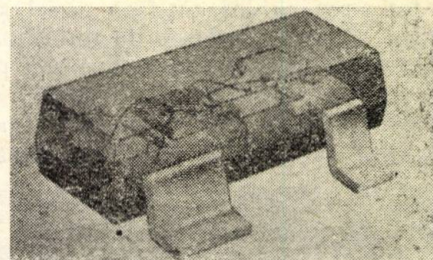


Fig. 8. Capsulă SOT-143.

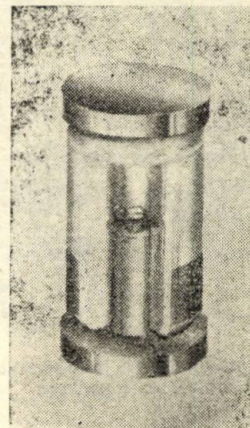


Fig. 9. Capsulă SOD-80.

de lipit la temperatura de 260°C . Probabilitatea de defectare depinde de temperatura joncțiunii, deci de proiectul circuitului în care este folosită componenta respectivă.

Circuitele integrate monolitice atît liniare, cît și logice realizate în diverse tehnologii se livrează în 8 tipuri de capsule miniatură, avînd între 8 și 40 de terminale, codificate SO-8 (SOT-96A), SO-14 (SOT-108A), SO-16 (SOT-109A), SO-16L (SOT-162A), SO-20 (SOT-163A), SO-24 (SOT-137A), SO-28 (SOT-136A) și VSO-40 (SOT-158A), avînd dimensiuni între $5 \times 4 \times 1,75$ mm și $18,1 \times 7,6 \times 2,65$ mm. Desenul capsulei SO-14 este redat în figura 10, celelalte ti-

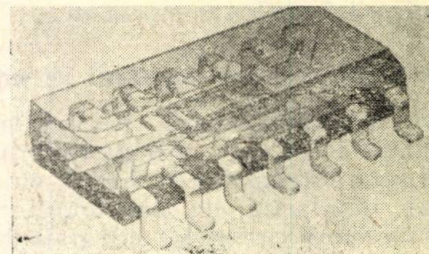


Fig. 10. Capsulă SO-14.

puri de capsulă pentru circuitele integrate monolitice fiind asemănătoare. La peste 40 conexiuni nu este posibil să se utilizeze capsulă DIL (dual in line). Din această cauză s-a conceput sistemul de montare a structurilor pe un suport (chip carrier), care are conexiunile pe cele 4 laturi. Aceste suporturi pot fi din ceramică fără terminale (utilizate în special la circuitele integrate hibride) sau din plastic cu terminale (utilizate în special la circuite realizate pe cablaje imprimate). Pentru a putea fi folosite în montaj cu ajutorul echipamentelor automate, componentele specifice montării pe suprafață sint ambalate în benzi cu lățimea de 8, 12, 16 sau 24 mm, înfășurate pe role (fig. 11) care au diametrul 17,5–32,5 cm [4].

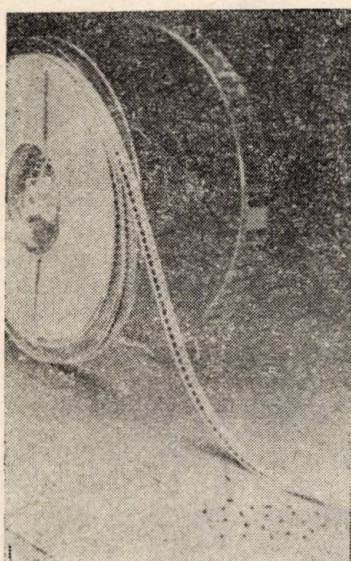


Fig. 11. Ambalaj componente specifice montării pe suprafață.

Componentele sint testate înainte de ambalare pentru a se asigura atât calitatea, cât și orientarea corectă.

3. Echipamente automate pentru montarea pe suprafață

Pentru ca montarea pe suprafață să devină o metodă eficientă este necesar să se folosească mașini automate de plantare. Acestea trebuie să satisfacă mai multe cerințe, dintre care menționăm :

- capacitate mare de producție,
- plasarea componentelor cu precizie,
- rată de respingere mică,
- lucrul atât cu cablaj imprimat, cât și cu ceramică,
- capacitate de a planta componente diverse,
- flexibilitate în aplicare, prin construcție modulară.

În figura 12 este prezentată mașina MCM III, fabricată de firma PHILIPS, care este formată

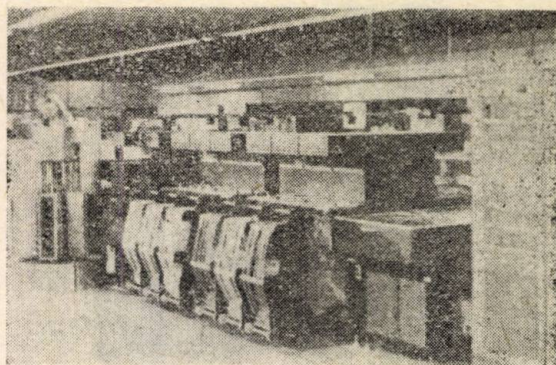


Fig. 12 Mașină MCM III, fabricată de PHILIPS.

din 12 module, fiecare având câte 32 pipete, care execută plasarea simultană a 32 de componente diferite la fiecare 2,5 secunde [5]. Deci această mașină poate monta 552.000 componente/oră. Mecanismul cel mai important pentru ca mașina să satisfacă cât mai bine cerințele utilizatorului este pipeta (fig. 13). Po-

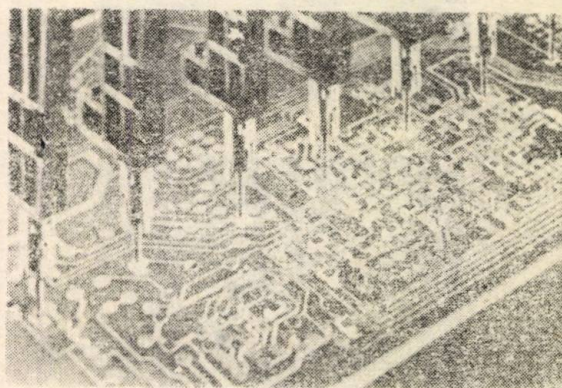
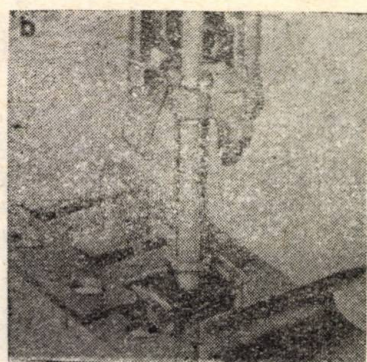


Fig. 13. Pipete.

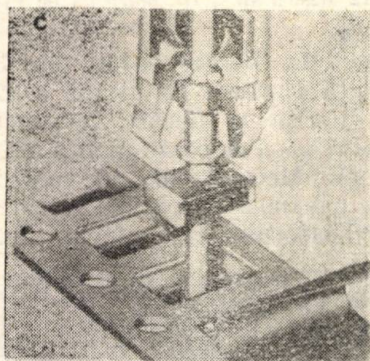
zițiile succesive ale pipetei în timpul procesului de montaj sint redade în figura 14 a—e. Aceste pipete se poziționează la mașină printr-o placă program (fig. 15). Pentru a se menține componentele pe pozițiile lor pînă în momentul lipirii se folosește un clei special, care este aplicat pe substrat înaintea plasării componentelor, cu ajutorul unei plăci program (fig. 16). Pentru lipire se utilizează în prezent, în producție,



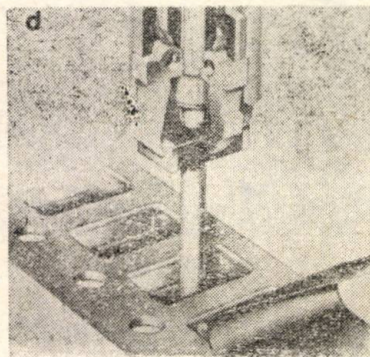
a)



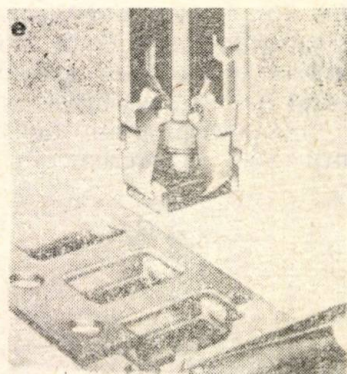
b)



c)



d)



e)

Fig. 14. Pozițiile succesive ale pipetei în timpul montajului.

două metode: lipirea cu val și lipirea prin re-topire [6]. În funcție de metoda de lipire folosită trebuie să se proiecteze în mod adecvat cablajul, deoarece unele reguli diferă.

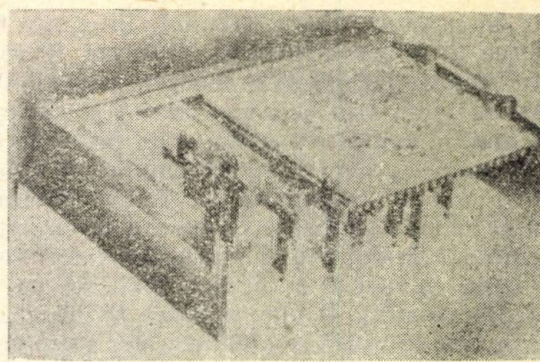


Fig. 15. Placă program pentru poziționarea pipetelor.

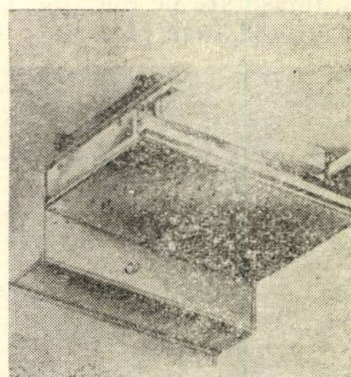


Fig. 16. Placă program pentru lipirea cu clei.

4. Realizări românești în domeniu

Primul pas în direcția introducerii tehnicii de montare pe suprafață a circuitelor electronice, îl constituie asigurarea bazei de componente. Cercetarea și producția românească au început această etapă, prin realizarea unora dintre componentele pasive și active necesare.

Se fabrică în producție mare la IPEE ELECTROARGES, condensatoare ceramice multistrat în gama de capacități $1\text{pF} \div 200\text{ nF}$, la tensiuni de lucru între 25 V și 200 V .

Condensatoare cu tantal specifice montării pe suprafață sint asimilate la TEHNOTON.

La CCSIT Semiconductoare s-a desfășurat o activitate amplă de asimilare prin cercetare proprie a unor tipuri de diode și tranzistoare microminiatură, specifice tehnologiei de asamblare prin montare pe suprafață. Au fost omologate și se realizează prin microproducție 14 tipuri de diode și 6 tipuri de tranzistoare închise în capsule SOT-23. Acestea sint următoarele:

- diode de comutație BAS-16, BAL-70, BAR-99, BAL-99, BAR-56, BAT-18;
- duble diode de comutație BAW-56, BAV-70, BAV-99;
- diode Zener BZX84C5V6 $\div$ BZX84C8V2;
- tranzistor NPN de uz general BCX20;
- tranzistor NPN de comutație BSV52;
- tranzistor NPN de tensiune mare și joasă frecvență BCW60;

— tranzistor PNP de medie frecvență BCW 61;

— tranzistor NPN de înaltă frecvență BFS19, BFS20.

În prezent se fac eforturi pentru realizarea unei linii de fabricație care să permită creșterea producției, în paralel cu extinderea numărului de tipuri realizate.

5. Concluzii

În lucrare se prezintă principalele aspecte ale schimbărilor radicale care au loc în tehnologiile de montare a componentelor electronice pe cablaje imprimate. S-a încercat să se dovedească cât mai clar că asamblarea prin montarea pe suprafață este o metodă de importanță vitală pentru industria electronică actuală. Adoptarea ei urgentă presupune eforturi financiare, modificări de gândire, depășirea momentelor de

inertie, dar fără aplicarea hotărâtă, la scară mare, a acestei noi metode de montaj nu se va putea face față concurenței în foarte scurt timp, nici din punct de vedere calitativ, nici din punct de vedere al prețului de cost.

Bibliografie

- [1] * * * — Surface Mounted Assembly (I). In: ELCOMA Bulletin-Philips, no. 33, 1984, p. 2—6.
- [2] * * * — Surface Mounted Assembly (II). In: ELCOMA Bulletin-Philips, no. 34, 1984, p. 2—8.
- [3] Müller, B., Surface mounting technology. In: Proceedings of the Electronics Technology Symposium, Budapest, 1985, p. 315—325.
- [4] Eggelaar, E., Surface mounting techniques, process and methods. In: Proceedings of the Electronics Technology Symposium, Budapest, 1985, p. 77—81.
- [5] * * * — Surface Mounted Assembly (III). In: ELCOMA Bulletin-Philips, no. 35, 1984, p. 2—9.
- [6] Coggins, R., Soldering techniques for surface mounted components on ceramic substrates and printed circuit boards. In: Proceedings of the Electronics Technology Symposium, Budapest, 1985, p. 58—64.

Cronică

Secția 2300 — Diode și tiristoare, la 15 ani de existență

NICOLAE IOSIF* — București

1. Introducere

În urmă cu 15 ani, pe platforma atunci încă-pătoare a I.P.R.S. Băneasa s-a ridicat o construcție cu înfățișare diferită de siluetele deja familiare ale halelor de tip „Thomson-CSF”. Mai înaltă și masivă, clădirea impresiona de la prima vedere prin lipsa ferestrelor, în contrast cu înfățișarea luminoasă și „ușoară” a mai vechilor vecine.

Noua clădire a găzduit în cele 4 hale climatizate trei colective la început de drum:

- laboratoarele de cercetare ale I.C.C.E.;
- atelierul de montaj tranzistoare planare;
- secția diode cu siliciu.

Trebuie să comentăm aici un interesant element organizatoric. În mai toată lumea giganti industriei electrotehnice și-au dezvoltat propria producție de diode și tiristoare de putere din nevoia firească de a-și asigura modernizarea acționărilor de toate tipurile. Este cazul lui General Electric și Westinghouse din S.U.A., AEG și Siemens din R.F.G., Brown-Boweri din Elveția ș.a. În țările socialiste, combinatul de electrotehnică CKD din R. S. Cehoslovacă reprezintă exemplul cel mai tipic, iar în U.R.S.S. fabricile de semiconductori de putere sînt subordonate Ministerului Industriei Electrotehnice.

Prin cele de mai sus vrem să ilustrăm faptul că dezvoltarea fabricației semiconductoarelor de putere în mijlocul producției și cercetării dispozitivelor discrete și integrate „de semnal” reprezintă o evoluție neuzuală pentru domeniul nostru. În definitiv, care sînt trăsăturile atât de specifice semiconductoarelor de putere? Vom puncta cîteva, pe care le apreciem ca esențiale:

— Dimensiunile mari și în creștere ale dispozitivelor, în contrast cu miniaturizarea componentelor de semnal.

— Solicitarea termică și mecanică intensă a structurilor semiconductoare, precum și a celorlalte materiale din construcția dispozitivelor.

— Solicitarea „electronică” intensă a structurilor, prin care înțelegem funcționarea elementului semiconductor la nivele mari și foarte mari de injecție în conducție, precum și extinderea pe mari volume a zonelor de sarcină spațială în blocare. Ambele situații presupun menținerea unei avansate perfecțiuni și purități cristaline pe parcursul proceselor termice de lungă durată.

— Costurile materiale ridicate ale fabricației.

Dificultățile tehnice rezultate din cele de mai sus explică de ce cîteva ani de la descoperirea în 1955 de către John Moll a tiristorului și realizarea la Bell Telephone Laboratories a

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

primului comutator $p-n-p-n$, semiconductorii de putere au fost concuși cu mult succes de masivele tiratroane cu arc de mercur.

2. Evoluția Secției de diode și tiristoare de putere

În anul 1970 s-a demarat fabricația bazată pe licența franceză SILEC-SEMICONDUCTEURS, care cuprinde primele patru familii de diode redresoare: F400 (1A), KS (60A), TU (350A) și dioda auto RA. Pentru prima dată în țară se folosea pe scară industrială tehnologia de difuzie în siliciu, iar structurile noastre reprezentau prima apariție a tehnicii de corodare „mesa” a structurilor difuzate, în platforma Băneasa.

Intervalul 1970—1975 a fost perioada de tinerețe, poate chiar de copilărie, în care din necazuri și greșeli am învățat ce înseamnă, de fapt, să fabricăm semiconductori de putere. De altfel, diversificarea a fost relativ modestă, cuprinzând doar familiile în plastic F126 și RAG, precum și diodele stabilizatoare de putere mică.

Între 1975—1980 s-a maturizat colectivul și s-a conturat „personalitatea” secției 2300 de astăzi. În acest interval s-au produs poate cele mai spectaculoase mutații calitative și cantitative din cei 15 ani de existență. Astfel, numărul de operatori și specialiști s-a dublat, producția fizică s-a triplat, a apărut confruntarea cu piața externă. Prin valorificarea unei investiții considerabile s-a realizat o modernizare a echipamentelor care a schimbat „fața” secției, permițând extinderea activității productive în toate halele clădirii. Pentru întâia oară în platforma Băneasa s-a folosit dubla aliniere față-spate, pentru plachetele triac, s-a pus la punct pasivarea cu sticlă a structurilor mesa, s-a folosit iradierea cu flux de neutroni pentru producția diodelor rapide. Diversificarea produselor și tehnologiilor a fost importantă și s-a realizat numai prin efortul creator propriu, fără importuri de licență. De altfel, numărul invențiilor și inovațiilor a fost de departe cel mai ridicat din întreprindere. În peisajul producției de serie a apărut tiristorul, rezultat al colaborării cu colegii de la I.C.C.E. În anul 1980 se produceau nu mai puțin de 19 familii de diode și 6 familii de tiristoare.

Cincinalul 1981—1985 a început sub semnul unei dezvoltări accelerate în sectorul de mare putere prin punerea în fabricație a tiristoarelor de mare putere cu contacte prin presiune sub licența AEG. În acest interval, acumulările anilor '70 și-au spus din plin cuvântul, prin menținerea unui ritm ridicat de producție și diversificare.

În 1985 I.P.R.S. a acoperit întreaga gamă de diode și tiristoare normale și rapide între 1A și 1000A. Secția a asigurat aproape o treime

din valoarea producției marfă a întreprinderii și peste jumătate din export.

3. Oamenii

Am vrea să subliniem că realizarea cea mai de seamă a celor 15 ani este formarea unui colectiv a cărui experiență și competență constituie bunul nostru cel mai de preț. Într-adevăr, începând cu operatorii care și-au petrecut ani de zile în fața cuptorului de difuzie sau caracterografului și continuând cu aceia dintre colegii noștri care publică articole în reviste de prestigiu, acoperim cea mai mare parte a activităților de producție, cercetare și proiectare ale domeniului nostru*.

Secția cuprinde două colective mari (module) cu flux tehnologic complet integrat (difuzie-montaj-triere) pentru: dispozitive de mare putere (condus de ing. G. Mănduțeanu) și, respectiv, de medie putere (ing. Dan Petru Alexandru). La acestea se adaugă două ateliere de montaj-triere pentru dispozitive de mică putere (ing. M. Niculae) și punți auto (ing. E. Popa). În afară de compartimentele productive enumerate, care au program propriu de fabricație, cercetare și dezvoltare, funcționează formațiile puternice de chimie-apă-neutralizare (ing. St. Armeanu), întreținere electronică (ing. A. Niculiu) și electromecanică (ing. Fl. Ștefan). Menționăm și microcolectivele de: prototipuri-recuperări (ing. M. Peleanu) și tehnici nucleare (dr. fiz. E. Hălmăgean), ale căror activități sînt mai asemănătoare laboratorului de cercetare.

Nevoia de modernizare a vechilor tehnici de corodare-pasivare mesa, mari consumatoare de siliciu, aur, cupru și reactivi e.g. a condus la soluții neașteptate. Astfel, toată literatura pune în inferioritate decaparea alcalină față de cea acidă. Mergînd „împotriva curentului”, colegul ing. N. Popescu a propulsat întreaga familie a diodelor și tiristoarelor de medie putere spre randamente și performanțe pe care nu le speram cu vechile noastre metode „acide”.

Tehnologiile de mare putere păreau de neconceput fără prețioasele contacte de aur pe molibden. Colegul ing. V. Banu a demonstrat că aurul poate fi eliminat evaporînd o anumită secvență de nichel și argint; fapt ce a condus la importante economii de aur.

Transmutarea nucleară a siliciului în fosfor a permis obținerea unor uniformități de dopare imposibil de atins prin metode metalurgice. Lansată industrial de Topsil și preluată apoi

* P. Al. Dan, G. Popovici, ș.a. „Structure of chemically deposited Ni/Si contacts”, J. Electrochem. Soc., 130 (12), p. 2572, 1983.

G. Mănduțeanu — „On Miller's Approximation in Silicon Plane Junctions” — IEEE Transaction on Electron Devices, Nov. 1985.

de alți mari producători, metoda părea accesibilă doar deținătorilor sau utilizatorilor de reactoare nucleare specializate. De aici prețurile ridicate și problemele de livrare. În prezent doparea prin transmutație nucleară este posibilă și în țara noastră, ca urmare a cercetării efectuate de dr. E. Hălmăgean din Secția 2300 în colaborare cu ing. G. Vișoreanu de la comanda reactorului VVR-S din Măgurele.

Am descris, pe scurt, doar o mică parte din prioritățile care aparțin secției noastre; în același timp ne face plăcere să amintim aici câteva dintre colaborările care ne-au fost de real ajutor :

I.C.C.E. (C.C.S.I.T.-S) :

Realizarea primelor tiristoare; Pasivarea de tip Obreja; Purificarea acidului clorhidric, diferite asimilări și analize (I. Loghin); Depunerile de Al pentru aliere Zener (C. Postolache); Discuții și consultații tehnice, întraajutorări operative cu materiale comune.

Institutul Politehnic :

— Probleme ale contactelor metal-semiconductor (conf. dr. ing. D. Dascălu; S. I. dr. ing. Gh. Brezeanu);

— Dioda Schottky de putere (conf. dr. ing. D. Dascălu; S. I. dr. ing. Gh. Brezeanu);

— Probleme termice în dispozitive semiconductoare de putere (S.I. ing. M. Bodea; S.I. dr. ing. A. Silard).

— Tiristoarele cu stingere pe poartă GTO și TIL-GTO (S. I. dr. ing. A. Silard).

I.F.I.N — Reactorul Nuclear VVR-S — Măgurele

Realizarea primelor dispozitive rapide prin iradiere cu neutroni; Realizarea dopării siliciului monocristalin prin transmutație nucleară.

I.P.R.S. Băneasa — Secția 2100 — Semifabricate și scule

— Asimilarea de semifabricate și matrițe de încapsulare a căror import ne-ar fi costat sute de mii de dolari/an.

— Secția 2500 — Tranzistoare cu siliciu

— Proiectarea și realizarea tranzistoarelor de foarte mare putere; Procese tehnologice specifice (proces planare, depuneri metalice în vid, epitaxie), pentru tehnologii sau produse noi în curs de cercetare (ca : dioda Schottky de putere, metalizarea dispozitivelor glasivate cu sticla cu Zn).

Numeroase alte colaborări cu unități de învățământ, cercetare și producție din toată țara au făcut posibilă asimilarea în timp scurt a numeroase materiale, tehnologii și semifabricate fără de care producția noastră ar fi avut de suferit.

4. Perspective și limitări fizice și tehnologice

După o lungă perioadă marcată de multe ori cu dificultăți, acumulările celor 15 ani ne permit să privim viitorul cu optimism.

Vom avea de acționat pe trei direcții principale :

1. Creșterea eficienței tehnologiilor pentru puterile mici și medii (între 1 și 100 W). Înțelegem prin aceasta continuarea acțiunii începute în ultimii doi ani de creștere a randamentelor și reducerii costurilor, prin înlocuirea tehnologiilor „vechi” cu variante moderne, originale.

2. Punerea în fabricație de noi dispozitive : tiristoare GTO între 6 și 500 A ; tranzistoare de foarte mare putere cu contacte prin presiune (colaborare cu Secția 2500); diodele Schottky de putere (până la 100 W); modulele cu structuri de diode, tiristoare și tranzistoare izolate de radiator.

3. Creșterea dimensiunilor pentru diode și tiristoare de la structuri cu diametrul maxim 48 mm în 1985 la structuri cu diametre de peste 80 mm în 1987. Prin aceasta limita actuală a curentului mediu redresat se va muta de la 1000 la 2500 A, iar a tensiunilor de blocare de la 3000 V la 4500 V. În cele ce urmează ne vom referi, pe scurt, la ultima direcție, sub titlul :

Cît de „mari” vor fi dispozitivele de putere?

Mai întii să răspundem la întrebarea : De ce este necesar să realizăm dispozitive mai mari decît cele actuale? Un dispozitiv (diodă, tiristor) mai mare înlocuiește cîteva dispozitive mai mici; prin aceasta dimensiunile acționării scad și fiabilitatea crește. Spre exemplu, astăzi livrăm diode tip TU pentru redresoarele locomotivelor electrice de 6500 kW. Cu diode de 1600 A numărul s-ar putea reduce simțitor.

Pe de altă parte, creșterea puterilor controlate de circuite cu semiconductoare spre valori de sute de kW ridică probleme critice de dimensionare pentru reducerea consumului de materiale scumpe : cupru, aluminiu, molibden, înglobate în dispozitivele de putere și radiatoare.

În aceste condiții se explică apariția de pe acum a structurilor de diode și tiristoare cu diametrul mai mare de 100 mm și ne putem aștepta la creșterea în continuare a acestor dimensiuni. Pînă cînd?

Ne propunem o scurtă analiză pe două „coordonate” :

a) — Curentul mediu redresat; b) — Tensiunea de blocare.

a) Curentul mediu redresat

Vorbind despre o densitate uzuală a curentului mediu, cum ar fi $j = 50 \text{ A/cm}^2$ să presupunem că dispunem de mijloacele de răcire nece-

sare pentru a menține temperatura joncțiunii sub limita celor 125° pentru tiristoare sau 175°C pentru diode. Rezultă că numai diametrul structurii ne limitează să obținem un curent mediu redresat oricât de mare. În figura 1 este ilustrată evoluția în timp a diametrului structurilor în legătură cu performanțele maxime ale tiristoarelor de putere.

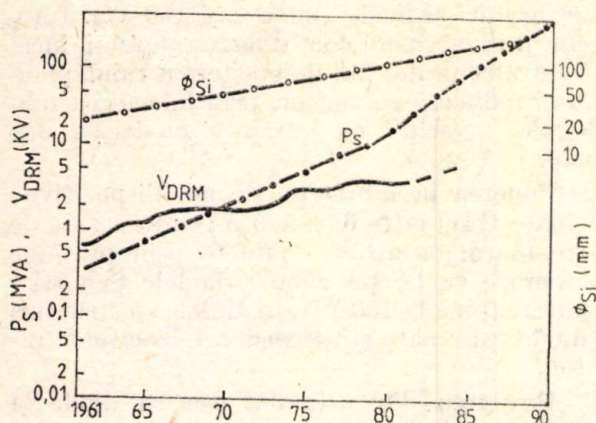


Fig. 1. Evoluția în timp a puterii de comutație (P_s) tensiunii de blocare (V_{DRM}) și diametrului structurii (Si-diam.) pentru tiristoare de mare putere.

b) Tensiunea de blocare

„Blocarea” sigură și stabilă la tensiuni cât mai înalte reprezintă o ambiție justificată a tehnologilor de dispozitive semiconductoare de putere. O întreagă literatură și nenumărate variante tehnologice ilustrează efortul de optimizare a geometriei și pasivării joncțiunilor $P-N$.

În figura 2 sînt ilustrate variațiile tensiunii de avalanșă, a grosimii zonei de sarcină spațială la avalanșă și a timpului de comutare inversă cu concentrația bazei N slab dopate a unei diode de tip P^+NN^+ . Să ne imaginăm tiristorul avînd un curent mediu $I_{TAV}=10.000$ A și o tensiune de blocare de 10.000 V. Dacă notăm cu $P_s = V_{DRM} \cdot I_{TM}$ puterea de vîrf instantanee în comutație, ceea ce reprezintă și un factor de merit al performanțelor maxime discutate, atunci pentru :

$V_{DRM} = 10.000$ V și $I_{TM} = 30.000$ A rezultă $P_s = 300$ MVA.

Înscrind valoarea de 300 MVA pe curba din figura 1, care indică evoluția lui P_s în ultimii 25 de ani, se observă că extrapolarea conduce undeva nu mult după anul 1990 pentru performanța respectivă.

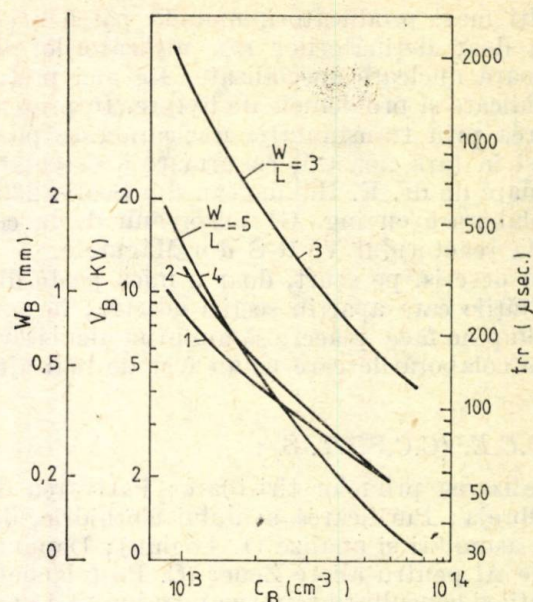


Fig. 2. Variația tensiunii de avalanșă (V_B), a regiunii de sarcină spațială la avalanșă (W_B) și a timpului de comutare inversă (t_{rr}) cu concentrația bazei pentru o diodă de putere.

Structura cu diametrul de 150 mm a super-tiristorului de 10.000 A va trebui închisă într-o capsulă disc cu diametrul de aproximativ 200 mm, în care siliciul, molibdenul și contactele de argint vor „juca” libere în așteptarea forței de circa 10 tf cu care vor fi strînse între radiatoare. Tiristorul singur, fără radiator, va cîntări peste 3 kg.

Reprezintă pragul celor 300 MVA/dispozitiv o limită „fizică” sau una pur tehnologică? Evident, înclinăm pentru a doua opinie. În definitiv, ne putem imagina o structură cu diametrul mai mare de 150 mm care să „blocheze” 10 kV, cu condiția ca pierderile în conducție, blocare și comutație să nu ne dezavantajeze prea tare.

Să amintim, în treacăt, că diodele și tiristoarele din galiu-arsen permit obținerea unor valori superioare ale densității de curent în conducție în comparație cu cele din siliciu, fiind în același timp mult mai rapide. Într-un spațiu mai extins ne propunem investigarea limitelor fizice și tehnologice adăugînd și coordonata viteză de comutare. În același cadru vom căuta să desprindem, prin comparație, oportunitatea diferitelor tipuri de dispozitive (tiristoare obișnuite, GTO, tranzistoare bipolare sau V-MOS) pentru diferite aplicații.



IIRUC service

**Întreprinderea pentru Întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională**

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:

● comandă numerică pentru mașini-unelte ● sisteme și minisisteme de calcul ● instrumente electronice de analiză și măsură ● automate de dirijarea circulației ● televiziune în circuit închis ● radiotelefoane ● aparatură medicală ● diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

● întreținerea preventivă periodică ● intervenții la cerere la sediul beneficiarului ● reparații și recondiționări în laboratoare proprii ● instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sunt oferite atât utilizatorilor, cât și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

11 SECȚII

DE PRODUCȚIE

— 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unități fizice.

Mai mult decât atât, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

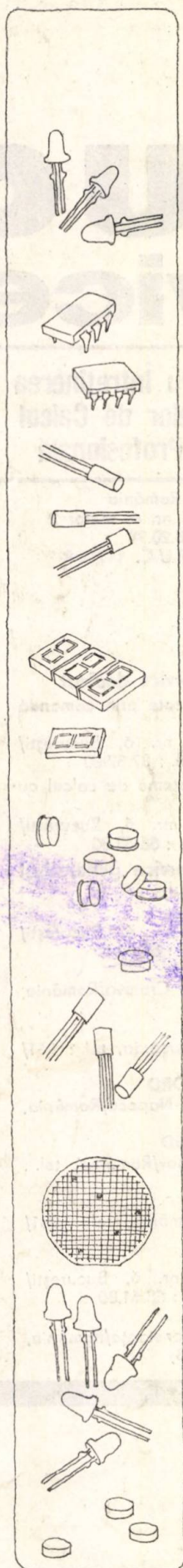
Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București.

Secții naționale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

- S 03 — BUCUREȘTI
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- S 07 — OLTEA
— Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- S 08 — BANAT
— Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26
- S 09 — TRANSILVANIA-NORD
— Str. Cimpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- S 10 — TRANSILVANIA-SUD
— Str. Traian nr. 34, Brașov/România, tel. : 921/3.09.37
- S 11 — MOLDOVA
— Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- S 12 — MUNTENIA
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- S 13 — DOBROGEA
— Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93



Centrul de Cercetare Stiințifică și Inginerie
Tehnologică pentru **semiconductoare**

oferă :

- COMPONENTE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE DE
INALTA PERFORMANTA
 - diode ▪ tranzistoare ▪ circuite integrate ▪
 - circuite integrate hibride ▪ dispozitive optoelectronice
 - dispozitive de microunde ▪ circuite la comandă ▪
- TEHNOLOGII SI PROCESE DE REALIZARE A
COMPONENTELOR ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE
 - tehnologia MONOCIP de integrare tipizată a schemelor
propușe de beneficiar ▪ tehnologia de fabricație pentru
diode electroluminiscente ▪ tehnologia VMOS pentru
tranzistoare de putere ▪
- APARATURA DE TESTARE SI CONTROL

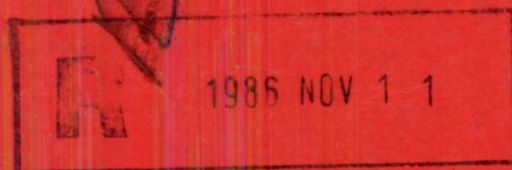
asigură:

- ATESTAREA CALITATII COMPONENTELOR ELECTRONICE
IN EXECUTIE NORMALA, CLIMATIZATA, NORMALA, PENTRU
CLIMAT RECE, PENTRU CLIMATE COMBinate SI CU
FUNCTIONARE INTRE 1500 SI 2000m (ALTITUDINE)
- ATESTAREA CALITATII MATERIALELOR ULTRAPURE
PENTRU MICROELECTRONICA
- ASISTENTA TEHNICA IN CERCETARE, OMOLOGARE
COMPONENTE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE
- SERVICII ELECTRONICE

ccsit-s București Str. Erou Iancu Nicolae Nr. 32 B
Sector 2 Telefon 33 30 40 Telex 11203 iprs r

E 2040

Energia



REFERALVA

1983 JAN 26

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 30 • NR. 2 • Iunie 1986

ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICĂ ȘI AUTOMATICĂ

Anul 30

Nr. 2

iunie 1986

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CZ 621.385 : 621.315.68

CENTRI ADÎNCI
CAPACITATE JONCTIUNE
PROFIL AUR

Rusu, A. ș.a. : Determinarea distribuției spațiale a centrilor adînci din joncțiuni PN prin măsurători C—V.

E.E.A.—Automatizația și electronica 30, nr. 2, iunie 1986, p.39

Lucrarea prezintă un calcul exact al capacității unei joncțiuni în prezența unei distribuții de centri adînci. Se determină relații de profilare pentru distribuțiile de centri adînci și de impurități cu nivel superficial. Modelul propus este utilizat la determinarea profilului de aur în joncțiunea PN.

CZ 621.392.4 : 537.3

DIODE ȘI TIRISTOARE DE PUTERE
CONTACTE PRESATE
REZISTENȚA TERMICĂ

Luca, M.D. : Influența forței de presare asupra regimului electrotermic al diodelor și tiristoarelor de mare putere.

E.E.A.—Automatizația și electronica 30, nr. 2, iunie 1986, p.41

Lucrarea prezintă rezultatele unui studiu teoretic și experimental al comportării electrotermice a diodelor și tiristoarelor de putere, realizate în tehnologia contactelor presate. A fost investigată influența forței de presare asupra rezistenței termice și a pierderilor de putere în aceste dispozitive.

CZ 538.511

CIRCUITE INTEGRATE HIBRIDE ,
TEHNOLOGIE FLIP-CIP ,

Georgescu, M. ș.a. : Componente electronice realizate în tehnologie flip-cip.

E.E.A.—Automatizația și electronica 30, nr. 2, iunie 1986, p.46

Tehnologia flip-cip este destinată pentru realizarea componentelor utilizate în circuite integrate hibride. În lucrare se prezintă tehnologia folosită și rezultatele obținute de autori în acest domeniu.

CZ 620.191 : 621.392

CORODARE MESA
AUTOALINIERE
LIFT-OFF

Crăciunoiu, F. : 25 GHz cu o singură mască

E.E.A.—Automatizația și electronica 30, nr. 2, iunie 1986, p. 48

Se prezintă un proces tehnologic special, prin care a fost realizată dioda multiplicatoare de frecvență, de tip „step-recovery” — ROV 467. Dioda este destinată generării de frecvențe pînă la 25 GHz. Aplicînd tehnica autoalinerii pentru deschiderea ferestrelor de contactoare și „lift-off”-ul pentru metalizare, rămîne un singur proces fotolitografic în care este necesară o mască.

CZ 621.375.13 : 621.375.13

FUNCȚII DE TRANSFER
ANALIZĂ PE CALCULATOR
SINGULARITĂȚI ,

Manolescu, A. ș.a. : Estimarea singularităților funcției de transfer și aprecierea stabilității amplificatoarelor cu reacție din caracteristicile de frecvență trasate cu ajutorul calculatorului electronic.

E.E.A.—Automatizația și electronica 30, nr. 2, iunie, 1986, p. 51

Sînt prezentate metodele de estimarea singularităților funcțiilor de transfer și aprecierea stabilității circuitelor electronice liniare obținute pe calculator ca rezultat al unor programe de analiză care trasează caracteristicile amplitudine și fază—frecvență.

CZ 621.392 : 621.319

DIODA LAMDA
CARACTERISTICĂ STATICĂ
REZISTENȚA NEGATIVĂ

Brezeanu, Ghe. ș.a. : Diodă lamda (λ) — caracteristicii statice și aplicații.

E.E.A.—Automatizația și electronica 30, nr. 2, iunie 1986, p.57

În lucrare se determină expresia analitică a caracteristicii statice pentru dioda λ . Curba teoretică I—V aproximează caracteristica măsurată pe o diodă realizată cu 2 tranzistoare cu efect de cîmp complementare.

CZ 621.315.68 : 678.074

PASIVARE
JONCTIUNE
ELASTOMER

Udrea-Spenea, M. : Procese de defectare ale joncțiunilor mesa pasivate cu elastomer siliconic.

E.E.A.—Automatizația și electronica 30, nr. 2 iunie 1986, p. 60

Lucrarea prezintă, pe baza unor încercări de fiabilitate, un model cantitativ al procesului de defectare a interfeței siliciului-pasivat organic (silastenă). Caracteristica principală a acestui proces este proporționalitatea ratei de defectare cu aria laterală golită a joncțiunii.

CZ 537.311.3

STIMUL PROGRAMABIL
DECODOR ADRESE
TERMINAL MĂSURĂ

Popescu, V. ș.a. : Sistem automat pentru caracterizarea dispozitivelor semiconductoare discrete și integrate comandat de microprocesorul I 8080.

E.E.A.—Automatizația și electronica 30, nr. 2, iunie 1986, p. 62

Lucrarea prezintă structura și principiul de operare al unui tester automat cu microprocesor folosit atît pentru caracterizarea circuitelor integrate lineare (surse stabilizatoare de tensiune, comparatoare) cît și a altor dispozitive semiconductoare discrete și integrate cu pînă la 10 terminale active.

CZ 621.316.7 : 621.385

REGULATOR ELECTRONIC
CONSUM ENERGIE

Nitu, C. ș.a. : Utilizarea reguletoarelor electronice specializate cu comanda pe tiristoare în vederea reducerii consumului de energie.

E.E.A.—Automatizația și electronica 30, nr. 2, iunie 1986, p. 65

În lucrare este prezentat un regulator specializat cu comandă pe tiristoare și care înlocuiește aparatele X-74. Prin folosirea circuitelor integrate în construcția regulatorului, prin utilizarea tiristoarelor ca elemente de execuție și prin creșterea fiabilității aparaturii de automatizare, se obține o reducere a consumului de energie electrică în procesele termice cu încălzire electrică. Regulatorul prezentat se bazează pe comanda tiristoarelor după un număr de semiperioade ale tensiunii de la rețea, ceea ce asigură condiții mai bune de funcționare a echipamentelor de automatizare.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTU-NEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor principal : Viorica Anastasescu
Tehnoredactor : Cornelia Cristescu

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.385: 621.315.68

ГЛУБОКИЕ ЦЕНТРЫ
ЕМКОСТЬ ПЕРЕХОД
ПРОФИЛЬ ЗОЛОТА

Русу, А. и др.: Определение пространственного распределения глубоких центров РП переходов при помощи С — измерений.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 2, июнь 1986, стр. 39

Работа представляет точный расчёт емкостей перехода при наличии распределения глубоких центров. Определены отношения профилирования для распределения глубоких центров и примесей с поверхностным уровнем. Предложенная модель применяется при определении профиля золота РП перехода.

УДК 621.392.4: 537.3

МОЩНЫЕ ДИОДЫ И ТИРИСТОРЫ
ПРЕССОВАННЫЕ КОНТАКТЫ
ТЕПЛОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Лука, М. Д.: Влияние усилия прессования на электротермический режим диодов и тиристоров большой мощности.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 2, июнь 1986, стр. 41

Работа представляет результаты теоретического и экспериментального изучения электротермического поведения мощных диодов и тиристоров, созданных в технологии прессованных контактов. Исследовано влияние силы прессования на тепловое сопротивление и потери емкостей в эти приборы.

УДК 538.511

ГИБРИДНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ
ФЛИП-ЧИП ТЕХНОЛОГИЯ

Джорджеску, М. и др.: Электронные элементы, созданные в флип-чип технологии.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 2, июнь 1986, стр. 46

Флип-чип технология предназначена для создания элементов, используемых в изготовлении гибридных интегральных микросхем. В работе представлена применяемая технология и результаты, полученные авторами в этой области.

УДК 620.191: 621.392

ТРАВЛЕНИЕ МЕЗА
АВТОНАСТРОЙКА

Крзичуной, Ф.: 25 ГГц с одной маской.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 2, июнь 1986, стр. 48

Представлен спецтехнологический процесс при помощи которого был создан умножительный диод частоты типа „steprecovery” — ROV 467. Диод предназначен для генерации частоты до 25 ГГц. Применяя технику автонастройки для открытия окон контактов lift — off для металлизации остается фотолитографический процесс, в котором необходима одна маска.

УДК 621.375.13: 621.375.13

ФУНКЦИИ ПЕРЕНОСА
АНАЛИЗ НА ЭВМ
ОСОБЕННОСТИ

Манолеску, А. и др.: Исчисление особенностей функций переноса и оценка стабильности регенеративных усилителей частотных характеристик при помощи электронного калькулятора.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 2, июнь 1986, стр. 51

Представлены методы исчисления особенностей функций переноса и оценки стабильности линейных электронных микросхем, полученных на калькуляторе, в результате программ анализа, которые построят характеристики амплитуда-фаза-частота.

УДК 621.392: 621.319

ДИОД
СТАТИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА
ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Брезану, Ге. и др.: Диод — (λ) — статические характеристики и применения.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 2, июнь 1986, стр. 57

В работе определяется аналитическое выражение статической характеристики для диода λ . Теоретическая кривая I—V приближает характеристику, измеренную на диод, выполненный на 2 полевых комплементарных транзисторах.

УДК 621.315.68: 678.074

ПАССИВАЦИЯ
ПЕРЕХОД
ЭЛАСТОМЕР

Удреа-спенеа, М.: Процессы повреждения межа переходов, пассивированных с силиконовым эластомером.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 2, июнь 1986, стр. 60

Работа представляет на основе испытаний на надежность количественную модель процесса повреждения интерфейса пассивированного органического кремния (силастен). Основной характеристикой является пропорциональность отношения повреждения и боковой пустой площади перехода.

УДК 537.311.3

ПРОГРАММИРУЕМАЯ СИСТЕМА
УКРАШЕНИЕ АДРЕСА
ТЕРМИНОЛ МЕРА

Попеску, В. и др.: Автоматическая система для представления характеристик дискретных и интегральных полупроводниковых приборов, управляемая микропроцессором I 8080.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 2, июнь 1986, стр. 62

Работа представляет структуру и принцип проведения операций автоматического тестера с используемым микропроцессором как для представления характеристик линейных интегральных микросхем, так и других дискретных и интегральных полупроводниковых приборов до 10 активных выводов.

УДК 621.316.7: 621.385

ЭЛЕКТРОННЫЙ РЕГУЛЯТОР
ПОТРЕБЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ

Ницу, К. и др.: Применение электронных специализированных регуляторов с управлением на тиристорах ввиду снижения потребления энергии.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 2, июнь 1986, стр. 65

В работе представлен специализированный регулятор с управлением на тиристорах и, который заменяет приборы X—74. Применением интегральных микросхем в конструкции регулятора, использованием тиристоров в качестве исполнительных элементов и повышением надежности аппаратуры автоматизации получается снижение потребления электрической энергии в тепловых процессах с электрическим нагревом. Представленный регулятор основан на управлении тиристорами после количества полупериодов напряжения сети, обеспечивая лучшие условия работы оборудования автоматизации.

INHALT

DK 621.385 : 621.315.68

TIEFE ZENTREN
ANSCHLUSSKAPAZITÄT
GOLDPROFIL

Rusu, A. u.a.: Bestimmung der Raumverteilung der tiefen Zentren in PN-Anschlüssen durch C—V-Messungen.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 2, Juni 1986, p. 39

Die Arbeit beschreibt eine genaue Berechnung der Kapazität eines Anschlusses in Gegenwart einer Verteilung tiefer Zentren. Es werden Profilierungsbeziehungen für die Verteilungen von tiefen Zentren und von Verunreinigungen mit oberflächlicher Schicht bestimmt. Das vorgeschlagene Modell wird bei der Bestimmung des goldprofils im PN-Anschluss eingesetzt.

DK 621.392.4 : 537.3

LEISTUNGSDIODEN UND LEISTUNGSTHYRISTOREN
GEPRESSTE KONTAKTE
WÄRMEÜBERGANGSWIDERSTAND

Luca, M.D.: Der Einfluss der Presskraft auf die elektrisch-thermische Betriebsart der Hochleistungsdioden und — thyristoren.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 2, Juni 1986, S. 41

Die Arbeit stellt die Ergebnisse eines theoretischen und experimentellen Studiums des elektrisch—thermischen Verhaltens der Leistungsdioden und Leistungsthyristoren dar, die in der Technologie der gepressten Kontakte verwirklicht wurden. Es wurde der Einfluss der Presskraft auf den Wärmeübergangswiderstand und auf die Leistungsverluste in diesen Vorrichtungen nachgeforscht.

DK 538.511

HYBRIDE INTEGRIERTE SCHALTKREISE
FLIP-CHIP-TECHNOLOGIE

Georgescu, M. u.a.: In der Flip-Chip Technologie verwirklichte elektronische Bauelemente.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 2, Juni 1986, S.46

Die Flip-Chip-Technologie ist für die Verwirklichung der in hybriden Schaltkreisen eingesetzten Bauelemente bestimmt. In der Arbeit werden die angewandte Technologie und die in diesem Bereich von den Autoren erhaltenen Ergebnisse dargestellt.

DK 620.191 : 621.392

MESA-ÄTZUNG
SELBSTAUSRICHTUNG
LIFT-OFF

Crăciunoiu, F.: 25 GHz mit einer einzigen Maske.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 2, Juni 1986, S. 48

Es wird ein besonderer technologischer Prozess beschrieben, durch den die Frequenzvervielfachungsdiode Typ „steprecovery“—ROV 467 verwirklicht wurde. Die Diode ist für die Erzeugung von Frequenzen bis zu 25 GHz bestimmt. Bei der Anwendung der Technik der Selbstausrichtung für das Öffnen der Fenster der Kontaktgeber und des „Lift-off“ für die Metallisierung, verbleibt ein einziger fotolithografischer Prozess, in dem eine Maske notwendig ist.

DK 621.375.13 : 621.375.13

ÜBERTRAGUNGSFUNKTIONEN
ANALYSE AUF DEM RECHNER
SINGULARITÄTEN

Manolescu, A. u.a.: Die Einschätzung der Singularitäten der Übertragungsfunktionen und die Beurteilung der Stabilität der Rückkopplungsverstärker aus den mit Hilfe des elektronischen Rechners festgelegten Frequenzcharakteristiken.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 2, Juni 1986, S. 51

Es werden die Methoden der Einschätzung der Singularitäten der Übertragungsfunktionen und die Beurteilung der

Stabilität der linearen elektronischen Schaltkreise, die auf dem Rechner als Ergebnisse einiger Analyseprogramme, die die Charakteristiken Amplitude und Phase-Frequenz festlegen, erhalten wurden, dargestellt.

DK 621.392 : 621.319

LAMDA—DIODE
STATISTISCHE CHARAKTERISTIK
NEGATIVER WIDERSTAND

Brezeanu, Ghe. u.a.: Lamda (λ) — Diode-statische Charakteristiken und Anwendungen.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 2, Juni 1986, S.57

In der Arbeit wird der analytische Ausdruck der statischen Charakteristik für die λ — Diode bestimmt. Die theoretische Kurve I—V liegt näherungsweise die auf einer, mit 2 Ergänzungs—Feldeffekttransistoren verwirklichten Diode, gemessenen Charakteristik fest.

DK 621.315.68 : 678.074

PASSIVIERUNG
ANSCHLUSS
ELASTOMER

Udrea-Spenea, M.: Ausfallprozesse der mit silikonischen Elastomer passivierten Mesa—Anschlüsse.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 2, Juni 1986, S.60

Die Arbeit stellt, aufgrund einiger Zuverlässigkeitsversuche, ein quantitatives Modell des Ausfallprozesses des organisch passivierten Silizium (Silasthen)—, Interface dar. Die Hauptcharakteristik dieses Prozesses ist die Verhältnissgleichheit der Ausfallrate mit der entleerten Seitenfläche des Anschlusses.

DK 537.311.3

PROGRAMMIERBARE ANREGUNG
DEKOR ADRESSEN
MESS-PIN

Popescu, V. u.a.: Automatisches System für die Charakterisierung der diskreten und integrierten Halbleitervorrichtungen, gesteuert vom Mikroprozessor I 8080.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 2, Juni 1986, S.62

Die Arbeit beschreibt die Struktur und das Operierprinzip eines automatischen Prüfgeräts mit Mikroprozessor, das sowohl für die Charakterisierung der linearen integrierten Schaltkreise (Spannungsstabilisatorquellen, Komparatoren), als auch anderer diskreten und integrierten Halbleitervorrichtungen mit bis zu 10 aktiven Pins eingesetzt wird.

DK 621.316.7 : 621.385

ELEKTRONISCHER REGLER
ENERGIEVERBRAUCH

Nitu, C. u.a.: Der Einsatz der spezialisierten elektronischen Regler mit Steuerung auf Thyristoren angesichts der Minderung des Energieverbrauchs.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, Nr. 2, Juni 1986, S.65

In der Arbeit wird ein spezialisierter Regler mit Steuerung auf Thyristoren und der die Geräte X—74 ersetzt, dargestellt. Durch den Einsatz der integrierten Schaltkreise im Aufbau des Reglers, durch die Anwendung der Thyristoren als Ausführungselemente und durch das Wachsen der Zuverlässigkeit der Automatisierungsapparatur, wird eine Minderung des Verbrauchs an elektrischer Energie in den thermischen Prozessen mit elektrischer Heizung erhalten. Der vorgestellte Regler basiert auf der Thyristorsteuerung nach einer Anzahl von Halbperioden der Netzspannung, was bessere Funktionsbedingungen der Automatisierungsausrüstungen gewährleistet.

CONTENTS

DC 621.385 : 621.315 : 68

DEEP CENTERS
JUNCTION CAPACITY
GOLD PROFILE

Rusu, A. and others : Determination of deep center spatial distribution in PN junctions using C-V measurements.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 2, june 1986, p. 39

The paper presents an accurate computation of a junction capacity, in the presence of a deep center distribution. Profiling relations for deep center distributions and superficial level impurity relations are determined. The proposed model is used to determine the gold profile in PN junctions.

DC 621.392.4 : 537.3

POWER THYRISTORS AND DIODES
PRESSED CONTACTS
THERMAL RESISTANCE

Luca, M.D. : The influence of the pressing force on the electro-thermal state of high power diodes and thyristors.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 2, june 1986, p.41

The paper presents the results of an experimental and theoretic study of the electrothermal behaviour of diodes and thyristors, fabricated in pressed contact technology. The influence of the pressing force on the thermal resistance and of the power loss in these devices has been investigated.

DC 538.511

HYBRID INTEGRATED CIRCUITS
FLIP-CHIP TECHNOLOGY

Georgescu, M. and others : Electronic components achieved in flip-chip technology.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 2, june 1986, p. 46

The flip-chip technology is meant to fabricate components used for hybrid integrated circuits. The paper presents the technology employed and the results obtained by the authors in this domain.

DC 620.191 : 621.392

MESA ETCHING
AUTO-ALIGNMENT
LIFT-OFF

Crăciunoiu, F. : Single mask 25 GHz.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 2, june 1 986, p. 48

It is presented a special technological process, used to achieve the „steprecovery” frequency diode multiplier, ROV 467. The diode is meant to generate frequencies up to 25 GHz. Applying the auto-alignment technique to open contactor windows and the lift-off technique for metallization, it remains a single photolithographic process requiring one mask.

DC 621.375.13 : 621.375.13

TRANSFER FUNCTIONS
COMPUTER ANALYSIS
SINGULARITIES

Manolescu, A. and others : Estimation of singularities of transfer functions and determination of the stability of reaction amplifiers using the computer-traced frequency characteristics.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 2, june 1986, p.51

There are presented methods to estimate transfer functions and to determine the stability of computer-obtained linear electronic circuits as a result of some analysis programmes tracing the gain and phase — frequency characteristics.

DC 621.392 : 621.319

LAMDA DIODE
STATIC CHARACTERISTIC
NEGATIVE RESISTANCE

Brezeanu, Gh. and others : Lamda (λ) diode—static characteristics and applications.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 2, june 1986, p.57

In the paper the analytic expression of the static characteristics for lamda diodes is determined. The I—V theoretical curve approximates the characteristics measured on a diodes achieved with two complementary field-effect transistors.

DC 621.315.68 : 678.074

PASSIVATION
JUNCTION
ELASTOMER

Udrea-Spenea, M. : Processes of defecting mesa junctions passivated with silicone elastomer.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 2, june 1986, p. 60

The paper presents, on the basis of some reliability tests, a quantitative model of the defecting process of the organically passivated silicon (silastene). The main characteristics of this-process is the proportionality of the defecting rate to the depleted lateral surface of the junction.

DC 537.311.3

PROGRAMMABLE STIMULUS
ADDRESSE DECORATION
MEASURE TERMINAL

Popescu, V. and a others : Automatic system used to characterize integrated and discrete semiconductor devices controlled by the I 8080 microprocessor.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 2, june 1986, p.62

The paper presents the structure and the operating principal of a microprocessor automatic tester used to characterize both linear integrated circuits (voltage regulator sources, comparators) and other integrated and discrete semiconductor devices up to 10 active terminals.

DC 621.316.7 : 621.385

ELECTRONIC REGULATOR
ENERGY CONSUMPTION

Nitu, C. and others : Utilization of thyristor controlled specialized electronic regulators in order to reduce the energy consumption.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 30, nr. 2, june 1986, p.65

The paper presents a thyristor controlled specialized regulator which replaces the x-74 apparatus. Using integrated circuits in the regulator construction, utilizing thyristors as execution elements and increasing the reliability of the automation equipments a reduction of the electric energy consumption in thermal processes using electric heating, is obtained. The regulator presented above is based on a thyristor control after a certain number of supply voltage semi-periods from the power system, this ensuring better operating conditions of automation equipments.

SOMMAIRE

CD 621.385 : 621.315.68

CENTRES PROFONDS
CAPACITE JONCTION
PROFIL OR

Rusu, A. ș.a. : Détermination de la distribution spatiale des centres profonds des jonctions PN par des mesures C—V.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 2, juin 1986, p.39

L'ouvrage présente un calcul exacte de la capacité d'une jonction en présence d'une distribution de centres profonds. On détermine des relations de profilage pour les distributions de centres profonds et d'impuretés, à niveau superficiel. Le modèle proposé est employé pour la détermination du profil d'or pour la jonction PN.

CD 621.392.4 : 537.3

DIODES ET THYRISTORS DE PUISSANCE
CONTACTS PRESSÉS
RESISTANCE THERMIQUE

Luca, M.D. : Influence de la force de pressage sur le régime électrothermique des diodes et des thyristors de puissance.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 2, juin 1986, p.41

On présente l'influence de la force de pressage sur la régime électrothermique des diodes et des thyristors de puissance, réalisés en technologie des contacts pressés. On a analysé l'influence de la force de pressage sur la résistance thermique et des pertes de puissance dans ces dispositifs.

CD 538.511

CIRCUITS INTEGRÉS HYBRIDES
TECHNOLOGIE FLIP-CIP

Georgescu, M. ș.a. : Composants électroniques réalisés en technologie flip-cip.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 2, juin 1986, p. 46

La technologie flip-cip est destinée à la réalisation des composants employés pour les circuits intégrés hybrides. L'ouvrage présente la technologie employée et les résultats obtenus par les auteurs dans ce domaine.

CD 620.191 : 621.392

EROSION MESA
AUTO-ALIGNEMENT
LIFT-OFF

Crăciunoiu, F. : 25 GHz à une seule masque.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 2, juin 1986, p.48

On présente un procès technologique spécial, par lequel on a réalisé la diode multiplicatrice de fréquence de type „steprecovery” — ROV 467. La diode est destinée à la génération de fréquences de jusqu'à 25 GHz. En appliquant la technique de l'auto-alignement pour l'ouverture des fenêtres de contacteurs et le lift-off de métallisation, il reste un seul procès photolithographique dans lequel on a besoin d'une masque.

CD 621.375.13 : 621.375.13.

FONCTIONS DE TRANSFERT
ANALYSE SUR CALCULATEUR
SINGULARITÉS

Manolescu, A. ș.a. : Estimation des singularités des fonctions de transfert et l'appréciation de la stabilité des amplificateurs à réaction, en tenant compte des caractéristiques de fréquence obtenues à l'aide du calculateur électronique.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 2, juin 1986, p. 51

On présente les méthodes d'estimation des singularités des fonctions de transfert et l'appréciation de la stabilité des circuits électroniques linéaires, obtenus sur calculateur comme résultat de certains programmes d'analyse qui marquent les caractéristiques amplitude et phase-fréquence.

CD 621.392 : 621.319

DIODE LAMDA
CARACTÉRISTIQUE STATIQUE
RÉSISTANCE NÉGATIVE

Brezeanu, Gh. ș.a. : Diode lambda (λ) caractéristiques statiques et applications.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 2, juin 1986, p.57

L'ouvrage représente l'expression analytique de la caractéristique statique pour la diode λ . La courbe théorique I—V établie avec approximation la caractéristique mesurée sur une diode réalisée avec deux transistors à effet de champ, complémentaires.

CD 621.315.68 : 678.074

PASSIVITÉ
JONCTION
ELASTOMÈRE

Udrea-Spenea, M. : Procès de détérioration des jonctions mesa passé à elastomère silicique.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 2, juin 1986, p.60

L'ouvrage présente, ayant à la base certains essais de fiabilité, un modèle cantitatif du procès de détérioration de l'interface, silicium—passivée organiquement (silastène). La caractéristique principale de ce procès est la proportionnalité du rapport de détérioration à l'aire latérale vidée de la jonction.

CD 537.331.3

STIMULUS PROGRAMMABLE
DÉCOR ADRESSES
TERMINAL MESURÉ

Popescu, V. ș.a. : Système automatique pour la caractérisation des dispositifs semiconducteurs discrets et intégrés, commandé par le microprocesseur I 8080.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 2, juin 1986, p.62

L'ouvrage présente la structure et le principe d'action d'un tester automatique à microprocesseur employé pour la caractérisation des circuits intégrés linéaires (sources stabilisatrices de tension, comparatrices) et aussi pour d'autres dispositifs semiconducteurs discrets et intégrés avec un nombre de jusqu'à 10 terminaux actifs.

CD 621.316.7 : 621.385

REGULATEUR ÉLECTRONIQUE
CONSUMMATION D'ÉNERGIE

Nitu, C. ș.a. : Utilisation des régulateurs électroniques spécialisés à commande sur thyristors pour la réduction de la consommation d'énergie.

E.E.A.—Automatica și electronica 30, nr. 2, juin 1986, p.65

L'ouvrage présente un régulateur spécialisé à commande sur thyristors et qui remplace les appareils X—74. Par l'utilisation des circuits intégrés pour la construction du régulateur, par l'utilisation des thyristors comme éléments d'exécution et par la croissance de la fiabilité de l'appareillage d'automatisation, on obtient une réduction d'une consommation d'énergie électrique dans les procès thermiques à chauffage électrique. La régulateur présenté à la base la commande des thyristors après un nombre de demipériodes de la tension du réseau, ce qui assure des conditions meilleurs de fonctionnement des équipements d'automatisation.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articole propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata

abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.003.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții ca și pentru persoane particulare, este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26



Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „Informația”
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2248

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica și electronica nr. 2

CZ 621.385.621.315.68

CENTRI ADÎNCI
CAPACITATE JONCTIUNE
PROFIL AUR

Determinarea distribuției spațiale a centrilor adînci din joncțiuni PN prin măsurători C—V

ADRIAN RUSU*, MARIAN BĂDILĂ**, DAN LUNGU** — BUCUREȘTI

1. Introducere

Măsurătorile capacități tensiune (C—V) pe joncțiuni asimetrice sau bariere Schottky sînt metode standard de determinare a profilelor de dopare cu impurități cu nivel superficial, excluzîndu-se posibila prezență a impurităților cu nivel adînc [1].

Pentru evaluarea cantității de centri cu nivel adînc s-au propus metode utilizînd măsurători C—V [2, 3]. Cu aceste metode nu s-a putut atinge niciodată precizia obținută în determinările de impurități cu nivel superficial [2].

În lucrarea prezentă se face un calcul exact al capacității unei joncțiuni în prezența unei distribuții de centri adînci și se determină noi relații de profilare pentru centrii adînci și pentru impuritățile cu nivel superficial.

2. Capacitatea unei joncțiuni cu centri adînci

Se consideră o joncțiune asimetrică PN avînd în zona N o distribuție de centri adînci N_t acceptori suprapusă peste distribuția de impurități dopante N_s cu nivel superficial.

Pentru precizarea stării de încărcare a centrilor adînci se adoptă următoarea secvență de măsură [3]: i) la temperatura camerei, joncțiunea se polarizează în invers cu tensiunea V_R ; ii) se răcește joncțiunea la azot lichid; iii) se ridică caracteristica capacități tensiune $C_1(V)$ pentru valori descrescătoare ale tensiunii inverse pornind de la tensiunea V_R ; iiiii) se ridică caracteristica capacități tensiune $C_2(V)$ pentru valori crescătoare ale tensiunii inverse aplicate pornind de la polarizare nulă.

Distribuția de sarcină fixă din regiunea golită a joncțiunii pentru caracteristica $C_1(V)$ este:

$$\rho_1(x) = \begin{cases} N_s(x); & x \in [0; w_1 - \lambda] \\ [N_s(x) - N_t(x)]; & x \in [w_1 - \lambda; w_1] \end{cases} \quad (1)$$

iar pentru caracteristica $C_2(V)$ este:

$$\rho_2(x) = N_s(x) - N_t(x); \quad x \in [0; w_2], \quad (2)$$

unde w_1, w_2 este marginea regiunii de sarcină spațială măsurată față de joncțiunea metalurgică pentru caracteristica $C_1(V)$, respectiv $C_2(V)$, iar λ este lungimea regiunii de tranziție.

Distribuția de sarcină prezentată este posibilă datorită secvenței de măsură precizată anterior. O mențiune specială este necesară pentru explicarea modului în care se încarcă cu purtători regiunea de tranziție în cursul ridicării caracteristicii $C_1(V)$ și anume aceasta rezultă datorită cozii Debye de distribuție de purtători liberi apărînd un fenomen de încărcare prin propagare pînă la atingerea regimului staționar.

Capacitatea de barieră a joncțiunii este:

$$C = dQ/dV = (dQ/dw)/(dV/dw) \quad (3)$$

$$Q = Aq \cdot \int_0^w \rho(x) dx, \quad (4)$$

unde notațiile au semnificația uzuală.

Rezolvînd analitic ecuația lui Poisson se obține:

$$C_1(V) = \frac{\varepsilon A}{w_1 - \lambda} \frac{N_t(w_1 - \lambda)}{N_s(w_1) - N_t(w_1) + N_t(w_1 - \lambda)} \quad (5)$$

$$C_2(V) = \frac{\varepsilon A}{w_2}. \quad (6)$$

* Institutul Politehnic — București.

** Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare — București.

Pe baza expresiilor (5–6) se pot găsi relații de profilare a centrilor adânci și a impurităților cu nivel superficial și anume:

$$N_s(w_1) - N_t(w_1) - N_t(w_1 - \lambda) = \frac{2}{q\epsilon A^2} \frac{d}{dV} \left(\frac{1}{C_1^2} \right) \quad (7)$$

$$N_s(w_2) - N_t(w_2) = \frac{2}{q\epsilon A^2} \frac{d}{dV} \left(\frac{1}{C_2^2} \right) \quad (8)$$

3. Rezultate, discuții

Relațiile de profilare obținute s-au utilizat pentru analiza profilelor în joncțiuni cu concentrații mici și medii de centri adânci în raport cu concentrația de impurități cu nivel superficial, realizate printr-o difuzie de aur timp de 30 minute la temperatura de 900°C și 950°C.

Prima problemă ce a apărut, în procedura de determinare a fost stocarea rezultatelor măsurătorilor $C-V$ într-o formă corespunzătoare prelucrării numerice necesare. S-a selecționat ca optimă următoarea expresie de dezvoltare polinomială indirectă:

$$\log C = a_0 + a_1 \cdot \log U + a_2 \cdot (\log U)^2 + \dots \quad (9)$$

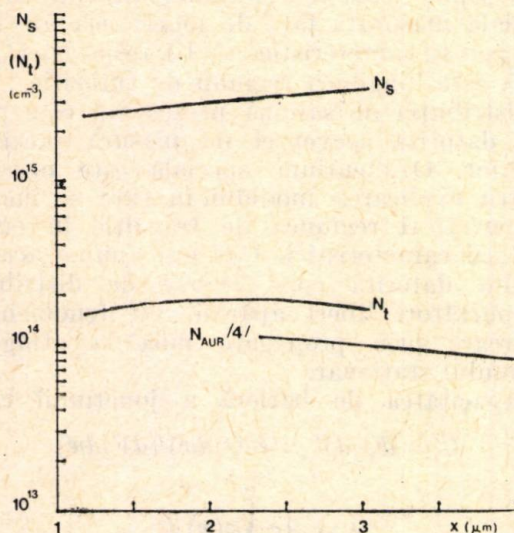


Fig. 1. Joncțiune P+N : 900°C — Aur.

Metoda propusă aici permite o precizie de interpolare ridicată, eroarea maximă obținută fiind 10^{-4} pentru tensiuni în domeniul $[+0.8|V_{bi}|; -|V_{br}|]$ unde cu V_{bi} s-a notat tensiunea internă a joncțiunii și cu V_{br} s-a notat tensiunea de străpungere. S-a constatat că această metodă

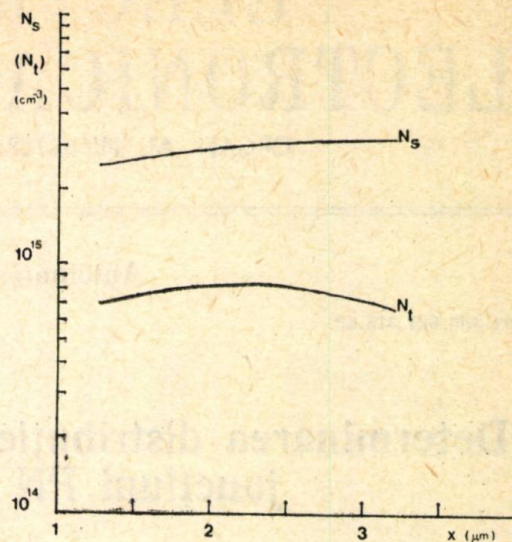


Fig. 2. Joncțiune P+N : 950°C — Aur.

prezintă o precizie mai bună cu cel puțin două ordine de mărime față de celelalte metode de interpolare utilizate (spline cubic, regresie Gaussiană cu dezvoltare polinomială directă).

Interdependența dintre relațiile de calcul a impus utilizarea unei metode de calcul iterativ, ieșirea din bucla de calcul făcându-se la atingerea unei precizii de 10^{-6} .

În figura 1 este dat profilul centrilor adânci obținut prin difuzia de aur la temperatura 900°C; pentru referință în aceeași figură sînt date rezultatele unor măsurători prin metoda capacității constante [4] pentru o joncțiune difuzată cu aur timp de 12 minute la 905°C.

În figura 2 sînt date rezultatele măsurătorilor obținute într-o joncțiune difuzată cu aur la temperatura de 950°C. Metoda de profilare propusă s-a utilizat pînă la valori ale concentrației de centri adânci de 0.4 din concentrația de impurități cu nivel superficial.

4. Concluzii

S-au obținut relații de profilare a distribuției de centri adânci și de impurități cu nivel superficial bazate pe o expresie exactă a capacității unei joncțiuni asimetrice.

S-a determinat profilul aurului în joncțiuni difuzate la temperatura de 900°C și 950°C, timp de 30 minute.

Bibliografie

- [1] Hilibrand, J., Gold, D.R. R.C.A. Rev., pag. 245, (1960).
- [2] Sah, C.T. Solid-St. Electron., vol. 13, pag. 759, (1970).
- [3] Brotherton, S.D. Solid-St. Electron, vol. 19, pag. 341, (1976).
- [4] Pals, J.A. Solid-St. Electron., vol 17, pag. 1139, (1974).

CZ 621.329.4 : 537.3

DIODE ȘI TIRISTOARE DE PUTERE
CONTACTE PRESATE
REZISTENȚA TERMICĂ

Influența forței de presare asupra regimului electrotermic al diodelor și tiristoarelor de mare putere

LUCA M. DAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Noile tehnologii de realizare a diodelor și tiristoarelor de putere (DTP), utilizează, pentru dispozitivele de arie mare, sistemul contactelor presate. Acestea au avantajul de a mări fiabilitatea DTP odată cu creșterea randamentelor de fabricație, dar necesită un control riguros al forței de presare care influențează funcționarea corectă a dispozitivului prin intermediul rezistențelor de contact, electrice și termice.

Parametrul principal care limitează performanțele DTP este temperatura structurii de siliciu, dată de echilibrul dintre puterea generată electric în dispozitiv și puterea care poate fi disipată în exterior (spre mediul de răcire). Ea trebuie menținută întotdeauna în limitele admise, corespunzătoare regimului de lucru, atât printr-o răcire eficientă, cât și prin proiectarea adecvată a capsulei.

Lucrarea prezintă un model electrotermic complex al funcționării DTP în conducție, la nivelele de curent cuprinse între regimul nominal (de durată) și regimul de suprasarcină accidentală. Sunt rezolvate ecuațiile unidimensionale care descriu comportarea electrică a DTP approximate prin modelul diodei psn [1], simultan cu ecuația tranzitorie, neliniară și neomogenă a conducției căldurii în straturile componente ale capsulei.

În prima parte a lucrării sunt descrise conceptele constructive fundamentale ale DTP cu contacte presate. Partea a 2-a prezintă modelul electrotermic al conducției DTP, iar în încheiere, rezultatele calculelor, validate de buna concordanță cu rezultatele experimentale.

1. Elementele constructive ale DTP

În construcția capsulelor pentru DTP cu contacte presate sunt folosite două concepte reprezentative (fig. 1): (a) capsulele cu răcire unilaterală în care structura semiconductoră este presată intern și (b) capsulele disc, care permit funcționarea DTP numai atunci când sunt presate din exterior între elementele de răcire, pentru asigurarea contactului electric și termic.

În primul caz, presiunea cu care este apăsată structura este constantă (cca 50 kgf/cm^2) și se obține prin comprimarea, în procesul de încapsulare, a arcurilor disc încorporate (fig. 1a). Capsulele disc, care permit răcirea bila-

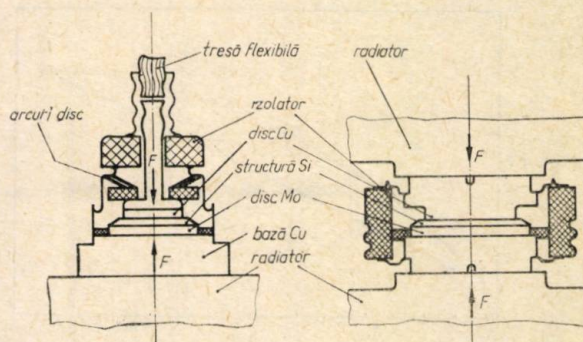


Fig. 1. Secțiune prin cele două tipuri de capsule reprezentative pentru DTP cu contacte presate.

terală a structurii, sunt strinse între radiatoare cu o presiune de $100 \div 150 \text{ kgf/cm}^2$, realizată în general prin deformarea arcurilor lamelare ale sistemului de strângere.

Straturile componente ale DTP încapsulate în sistemul contactelor presate sunt reprezentate schematic în figura 2a, atât pentru cazul uzual în care structura de siliciu este aliată pe un electrod din molibden sau wolfram cu rolul de suport mecanic, cât și în cazul structurii de siliciu flotante (variantă mai economică). De la o capsulă la alta diferă în general numai grosimile și diametrele straturilor, păstrându-se simetria circulară.

Apar între straturi cel puțin 4 „interfețe uscate” [2], ale căror conductanțe de contact termice și electrice, depind de forța de presare, F . Figura 2b prezintă variația cu forța de strângere a conductanței termice de contact, echivalente, pentru un strat, G_{ai} , dedusă din măsurătorile de rezistență termică pe diodele de putere D1000N (capsulă disc). Histerezisul curbei apare datorită deformărilor remanente ale straturilor de contact. În modelul electrotermic al DTP interfețele uscate au fost simulate prin straturi caracterizate de o conductanță termică de contact $G_{ai}(F)$, (determinată din măsurători) și de capacitate termică nulă.

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

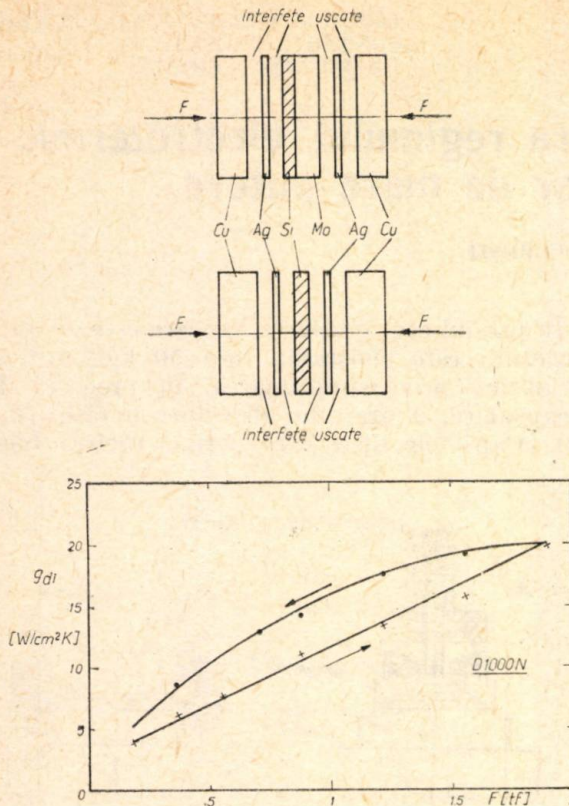


Fig. 2. Straturile componente ale DTP cu contacte presate (a) și conductanța termică de contact a „interfețelor uscate” în funcție de forța de presare (b).

2. Modelul electrotermic al DTP

În regim de curent nominal (de durată), cât și la suprasarcină accidentală, determinarea precisă a căderii de tensiune directă pe dispozitiv, v_F , se poate face numai printr-o corelare a ecuațiilor care guvernează conducția electrică a DTP [1], [3], [4] cu ecuația difuziei căldurii în straturile componente [5], [6]. Pe această bază a fost dezvoltat un model electrotermic complex al regimului de conducție al DTP.

Calculul conducției electrice se efectuează prin rezolvarea numerică a ecuațiilor de transport și continuitate a purtătorilor de sarcină, pentru o diodă psn (echivalentă, în conducție la nivel mare de injecție, cu dioda sau tiristorul analizat) [1] și caracterizată de următorii parametri tehnologici:

- grosimea zonei slab dopate: w_B ;
- parametri de injecție ai emitorilor: h_n, h_p ;
- timpul de viață ambipolar în zona slab dopată, la nivel mic de injecție: τ_{BO} ;
- constanta de recombinare Auger: C_a .

Împreună cu temperatura și densitatea curentului de conducție, $j_F(t)$, acestea constituie datele de intrare pentru calculul conducției electrice. Modelul ține seama de efectele specifice nivelului mare de injecție [1], [4]:

- împrăștierea pe purtători;
- recombinarea Auger;
- îngustarea benzii interzise E_g a siliciului și include dependența de temperatură a parametrilor: $n_i, E_g, h_n, h_p, \mu_a, D_a$ — unde n_i este concentrația intrinsecă, μ_a — mobilitatea ambipolară și D_a — constanta de difuzie ambipolară.

Pentru calculul distribuției densității volumice a puterii generate în structura de siliciu, $q_v(x, t)$, a fost utilizată relația [7], [8]:

$$q_v(x, t) = R(x)E_g(\bar{n}) + j_n^2(x, t)/\sigma_n(x, \bar{n}) + j_p^2(x, t)/\sigma_p(x, \bar{n}),$$

unde: $R(x) = n(x)/\tau_B(x)$ este viteza de recombinare a purtătorilor de sarcină în zona slab dopată;

τ_B — timpul de viață ambipolar la nivel mare de injecție;

j_n, j_p — densitățile curenților de electroni și goluri;

σ_n, σ_p — conductivitățile electrice corespunzătoare pentru electroni și goluri;

$\bar{n}$ — concentrația medie a purtătorilor de sarcină în zona slab dopată.

Cunoscând $q_v(x, t)$, poate fi rezolvată ecuația tranzitorie, neomogenă și neliniară a conducției căldurii în straturile componente ale cap-sulei [5], [6]:

$$\rho_i c_i \frac{\partial T}{\partial t} = q_v(x, t) + \frac{\partial}{\partial x} \left(k_i(T) \frac{\partial T}{\partial x} \right),$$

unde: ρ_i este densitatea materialului stratului i ;

c_i — căldura specifică;

k_i — conductivitatea termică;

T — temperatura;

în condițiile de frontieră impuse de sistemul de răcire. Forța de presare intervine în valoarea conductivității termice a interfețelor uscate. Pentru orice formă a curentului prin dispozitiv, $i_F(t) = A \cdot j_F(t)$ (unde A = aria activă), va rezulta căderea de tensiune directă $v_F(t)$ și profilul tranzitoriu de temperatură $T(x, t)$ în straturile componente ale DTP, pentru o forță de presare și o geometrie dată în orice condiții de răcire.

3. Rezultate

Modelul descris a fost verificat prin compararea rezultatelor calculelor cu măsurători efectuate pe DTP produsela I.P.R.S. — Băneasa, în tehnologia contactelor presate. Pentru exemplificare, a fost aleasă dioda de putere tip D1000N, cu $I_{FAYM} = 1000A$ și $V_{RRM} = 3000V$. Structura de sili-

ciu de grosime $X_{Si} = 520/\mu\text{m}$ este aliată cu zona p^+ pe un electrod de molibden cu $X_{MB} = 1,5$ mm. Catodul este contactat printr-o folie de argint cu $X_{Ag} = 0,2$ mm peste care se află electrodul de cupru.

de strângere. Deformarea curbei $v_F(t)$ se produce datorită supracreșterii mari de temperatură din structura de siliciu (la densități mari de curent, v_F crește cu temperatura și valorile maxime ale tensiunii și curentului nu mai coin-

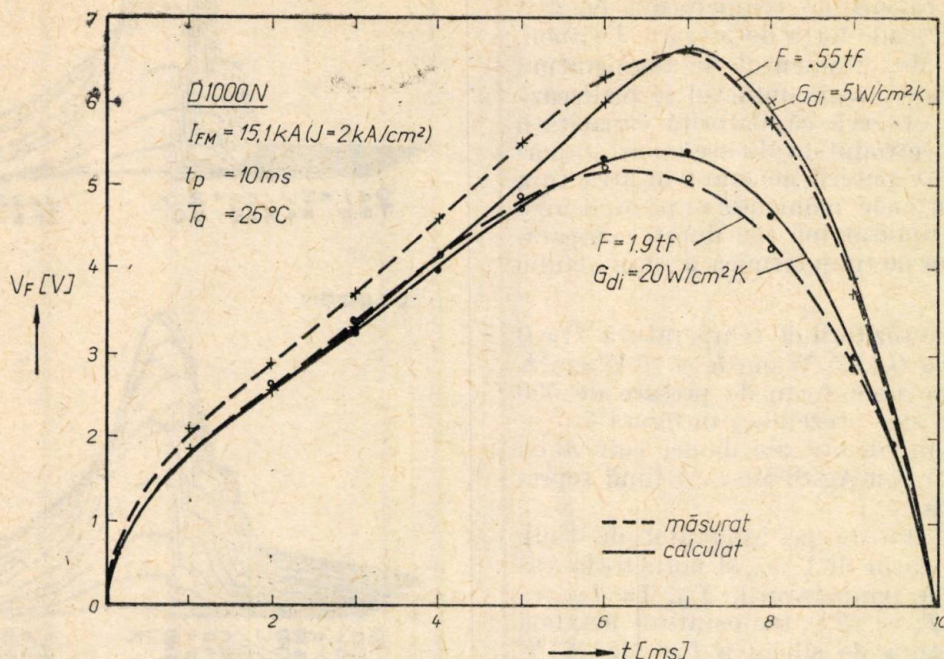


Fig. 3. Căderea de tensiune directă v_F pe dioda D1000N în funcție de timp pentru un impuls de curent semisinusoidal, de suprasarcină. Curbe măsurate și calculate.

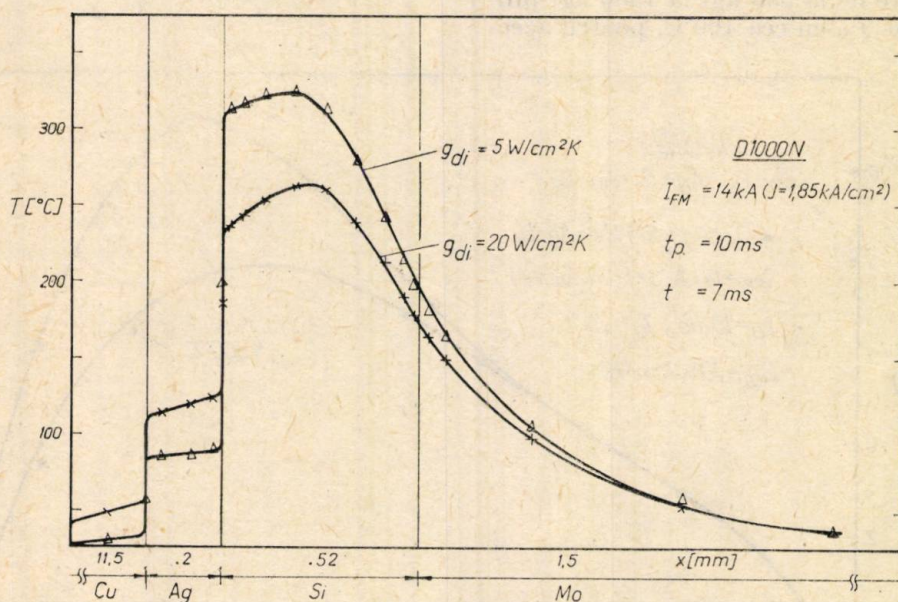


Fig. 4. Profilul unidimensional de temperatură în straturile componente ale diodei D1000N, pentru 2 forțe de presare, datorată unui impuls semisinusoidal de curent cu $J_{max} = 1,85 \text{ kA/cm}^2$ și $t_p = 10 \text{ ms}$.

Figura 3 prezintă comparativ curbele $v_F(t, I)$ măsurate și calculate pentru un impuls de curent semisinusoidal cu $I_{FM} = 15,1 \text{ kA}$ ($j_{max} = 2 \text{ kA/cm}^2$) și durata $t_p = 10 \text{ ms}$, la două forțe

cid în timp). Se observă buna concordanță dintre rezultatele teoretice și cele experimentale.

Pentru aceleași forțe de presare, figura 4 prezintă distribuția de temperatură calculată în

straturile componente ale diodei, rezultată în urma aplicării unui impuls de curent semisinusoidal cu $I_{FM} = 14$ kA ($j_{max} = 1,85$ kA/cm²), la momentul $t = 7$ ms.

Interfețele uscate care contactează catodul diodei produc salturi de temperatură cu atît mai mari cu cît scade forța de presare. Pe anod, la interfața Si-Mo, gradientul de temperatură este redus, deoarece aici contactul se realizează prin aliere. Se observă că, datorită capacității termice mari, electrodul de Mo are un rol important în disiparea puterii generate în structura de siliciu, în primele momente după aplicarea curentului de suprasarcină (pe durate comparabile cu constanta de timp termică a ansamblului Si-Mo).

Distribuțiile tranzitorii de temperatură $T(x, t)$ calculate pentru $G_{di} = 5$ W/cm²K și 20 W/cm²K (corespunzătoare unor forțe de presare de 550 kgf și 1900 kgf) sînt prezentate în figura 5.

Straturile componente ale diodei coincid cu cele din figura 5 (Cu-Ag-Si-Mo-...) fiind reprezentate la scară.

Curbele sînt trasate pe intervalul de timp [1, 12] ms, cu pasul de 1 ms, și normatela valoarea maximă a temperaturii, T_M . La $J_{max} = 2$ kA/cm² și $T_a = 25^\circ\text{C}$, temperatura maximă atinsă în structura de siliciu a fost de 421°C (pentru $G_{di} = 5$ W/cm²K), sub „temperatura de filamentare” ($480 \div 500^\circ\text{C}$) la care dispozitivul se distruge, în regim de suprasarcină [9], [10], [11]. Se remarcă faptul că o creștere a forței de presare de la 550 kgf la 1900 kgf produce scăderea lui T_M cu cca 100°C , pentru aceea-

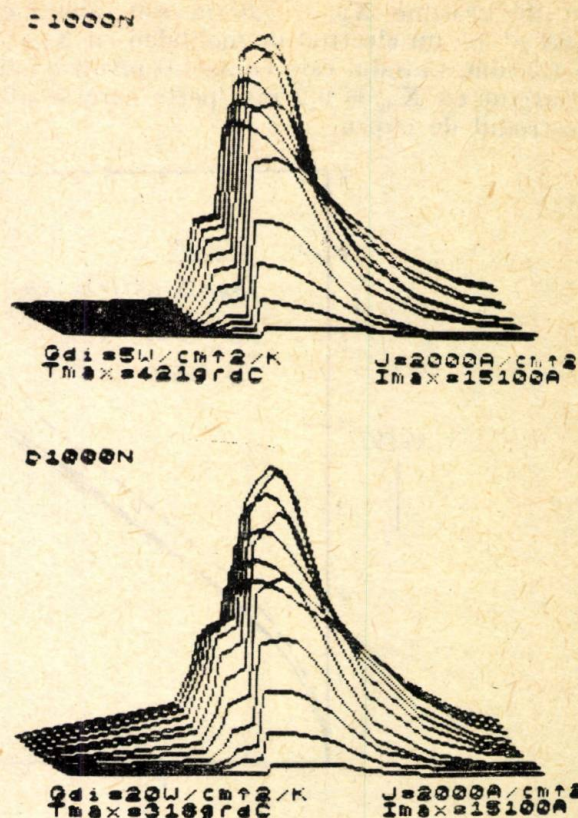


Fig. 5. Distribuția tranzitorie de temperatură $T(x, t)$ în dioda D1000N cu structură aliată, pentru două valori ale conductanței termice de contact, produsă de un impuls semisinusoidal de curent cu $J_{max} = 2$ kA/cm² și $t_p = 10$ ms; $t = 1, 2, \dots, 12$ ms.

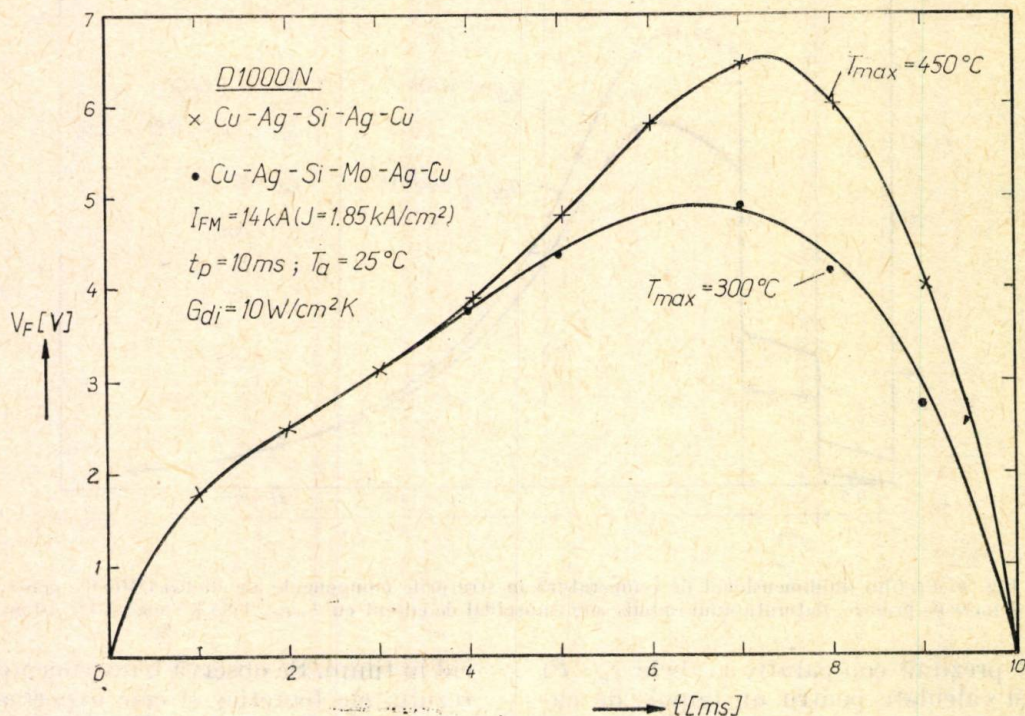


Fig. 6. Căderea de tensiune directă $v_F(t)$ pentru diode cu structură aliată și flotantă, în regim de suprasarcină.

ași densitate de curent și în aceleași condiții de răcire, măbind substanțial capabilitatea în suprasarcină a diodei. Efectul apare amplificat datorită variației cu temperatura a puterii generate în dispozitiv.

În continuare a fost analizată și influența eliminării electrodului de Mo asupra capabilității în suprasarcină a dispozitivului studiat.

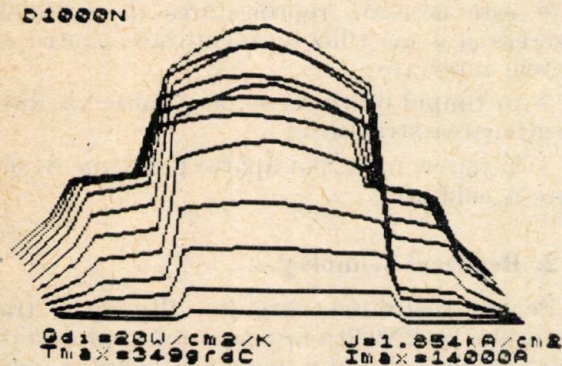


Fig. 7. Distribuția tranzitorie de temperatură $T(x, t)$ în dioda D1000N cu structură flotantă, produsă de un impuls semisinusoidal de curent cu $J_{max} = 1,85 \text{ kA/cm}^2$ și $t_p = 10 \text{ ms}$; $t = 1, 2, \dots, 12 \text{ ms}$.

Figura 6 prezintă comparativ, curbele $v_F(t)$ calculate pentru cele două variante: structură de siliciu flotantă și structură aliată pe Mo, supuse unui impuls de curent cu $I_{FM} = 14 \text{ kA}$ și presate identic ($G_{di} = 10 \text{ W/cm}^2\text{K}$).

Cu toate că, în regim staționar, la curent nominal, diodele se comportă practic identic (rezistențele termice joncțiune-capsulă sînt aproximativ egale), în regim de suprasarcină puterea pierdută crește cu cca 30 % la dioda cu structură flotantă, conducînd la o temperatură maximă în siliciu $T_M = 450^\circ\text{C}$, față de 300°C la varianta aliată. Calculul a fost efectuat în ipoteza folosirii acelorași materiale de contact la ambele dispozitive. Măbind însă gradul de prelucrare (planeitate, rugozitate) a materialelor de contact, la aceeași forță de presare poate fi obținută o creștere a conductanței de contact G_{di} , ceea ce ar permite, în final, îmbunătățirea performanțelor dispozitivelor cu structură flotantă.

În figura 7 este prezentată distribuția tranzitorie de temperatură $T(x, t)$ calculată pentru dioda cu structură flotantă, la $G_{di} = 20 \text{ W/cm}^2\text{K}$. Straturile componente, cu grosimile lor, sînt următoarele, dinspre catod spre anod: Cu (11,5 mm), Ag (0,2 mm), Si (0,52 mm), Ag (0,2 mm),

Cu (13,5 mm). În acest caz profilul de temperatură în Si este mai uniform decît la structura aliată dar diferența dintre cele 2 variante se păstrează încă relativ mare.

4. Concluzii

Modelul electrotermic complex al DTP permite estimarea precisă a comportării DTP în conducție, de la curentul de durată la cel de suprasarcină accidentală. El poate fi folosit pentru optimizarea acestor dispozitive, atît din punct de vedere al structurii semiconductoare, cît și al capsulei, prin geometria și materialele straturilor componente. Pot fi determinate astfel limitele de funcționare în conducție atît pentru dispozitivele din producția curentă (urmărind îmbunătățirea performanțelor), cît și pentru DTP aflate în procesul de proiectare. Modelul permite și determinarea forței optime de presare pentru toate variantele de încapsulare cu contacte presate.

Bibliografie

- [1] Luca, M. Referate doctorat, I.P.B., 1985.
- [2] Adler, M.S., Glascock, H.H. Investigation of the surge characteristics of power rectifiers and thyristors in large area press packages. In: IEEE Trans. Electron Devices, ED-27, 7, 1979, p. 1085–1091.
- [3] Ghandhi, S.K. Semiconductor Devices, physics of operation and fabrication technology, New York, J. Wiley Sons, 1980.
- [4] Berz, F., Cooper, R. W., Fagg, S. Recombination in the end regions of PIN diodes. In: Solid State Electronics, 22, 1979, p. 293–301.
- [5] Silard, A., Bodea, M., Luca, M., Liță, M. Analiza regimurilor termice ale dispozitivelor semiconductoare de putere. In EEA — Automatica și Electronica, 21, 2, 1977, p. 90–92.
- [6] Silard, A., Bodea, M.C., Luca, M., Liță M., Iosif, N. Temperature distribution in non-linear multilayer structures with several heat sources. In: Letts. Heat & Mass Transfer, 4, 2, 1977, p. 149–154.
- [7] Lisik, Z. Heat generation in semiconductor devices. In: Solid State Electronics, 24, 1981, p. 85–87.
- [8] Timotin, A. Procese de conducție ionică. In: EEA — Automatica și Electronica, 28, 4, 1984, p. 130–139.
- [9] Silard, A., Bodea, M. C., Luca, M. Predicția capabilității în suprasarcină a tiristoarelor de putere. In: EEA — Automatica și Electronica, 27, 1, 1983, p. 40–44.
- [10] Silard, A., Bodea, M.C., Luca, M. Computer-aided investigation and prediction of the surge capability of power thyristors. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotech. et Energ., 26, 2, 1981, p. 227–235 (Partea I), 26, 3, 1981, p. 389–399 (Partea a II-a).
- [11] Silard, A. High-Temperature Physical Effects Underlying the Failure Mechanism in Thyristors under Surge Conditions. In: IEEE Trans. Electron Devices, ED-31, 9, 1984, p. 1334–1340.

Componente electronice realizate în tehnologie flip-cip

MIHAI GEORGESCU*, IULIU BLAGA*, CRISTIAN MALIDE* — BUCUREȘTI

Introducere

Tehnologia flip-cip a fost dezvoltată în scopul montării componentelor active în circuite integrate hibride, printr-un procedeu de productivitate sporită, de fiabilitate mărită și care să permită o testare prealabilă a componentelor. Această tehnologie constă în realizarea unor structuri cu bumbi de cupru, acoperiți cu aliaj Sn-Pb, pe metalizările de aluminiu și lipirea acestor structuri cu fața în jos pe traseele circuitului integrat hibrid. Metoda presupune că toate contactele trebuie realizate pe aceeași față.

În lucrare se prezintă rezultatele obținute de autori în realizarea tranzistorului NPN de zgomot redus tip 2N930 și tranzistoarelor JFET duale tip FM3955, în variantă flip-cip.

1. Avantajele tehnologiei flip-cip

Utilizarea componentelor realizate în tehnologie flip-cip, la realizarea circuitelor integrate hibride, prezintă o serie de avantaje comparativ cu folosirea tehnologiilor ce presupun „chip and wire”, ca de exemplu:

- nu se mai consumă aur;
- folosirea aliajului Sn-Pb permite lipirea la temperaturi sub 300°C, eliminându-se astfel temperaturile mari din timpul proceselor de montaj, temperaturi ce pot afecta valorile rezistențelor depuse și pot micșora stabilitatea componentelor active;
- nu mai apar probleme de contacte între metale diferite;
- permite o testare completă a componentelor montajului pe circuit;
- asigură lipirea simultană a componentelor pe circuit;
- lipirea cu bumbi asigură o capacitate în curent și o rezistență mecanică mai mare decât lipirea cu fire;
- elimină operațiile de încapsulare și marcarea, deci și echipamentele și dotările aferente.

Toate aceste avantaje conduc la obținerea unui preț de cost mult mai scăzut și la o fiabilitate sporită. Dezavantajele utilizării tehnologiei flip-cip sînt următoarele:

— este necesară reproiectarea dispozitivelor discrete și a măștilor de metalizare pentru circuitele integrate;

— în timpul lipirii nu se poate observa direct poziționarea structurii;

— la puteri mari, pot apărea probleme de disipare a căldurii.

2. Realizare tehnologică

Pentru realizarea variantei flip-cip a tranzistorului tip 2N930 a fost necesară reproiectarea totală a dispozitivului, pentru a se putea obține contactul de colector pe fața structurii și pentru a obține o componentă echilibrată din punct de vedere termic și mecanic. În figura 1 este prezentată configurația structurii tip 2N930 varianta flip-cip.

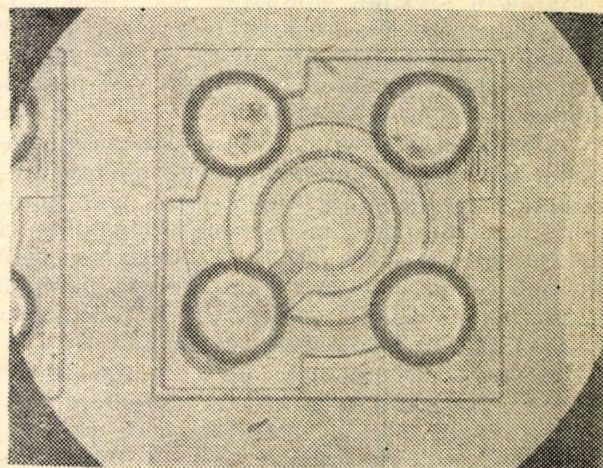


Fig. 1. Configurația structurii tip 2N930, varianta flip-cip.

În cazul tranzistoarelor FM3955, pentru realizarea variantei flip-cip nu a fost necesară decât o modificare a măștii de pasivare și proiectarea măștilor de depunere electrochimică și de marcarea. Configurația structurii tip FM3955, varianta flip-cip este prezentată în figura 2.

Obținerea dispozitivului FM3955 a fost identică, pînă la realizarea traseelor conductoare din aluminiu, cu procesul tehnologic al dispozitivelor standard. În cazul tranzistorului 2N930, varianta flip-cip, s-au utilizat plăchete epitaxiale n/n^+ , s-a difuzat puțul colector, după care au fost făcute difuziile de bază, emitor și o plusare a zonei contactului de colector. Pentru ambele dispozitive, fazele tehnologice ur-

Notă: Se propune adoptarea în limba română a formulării „flip-cip”, în locul formulării în limba engleză „flip-chip”, care prin traducere ar deveni „cip răsturnat”.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare — București.

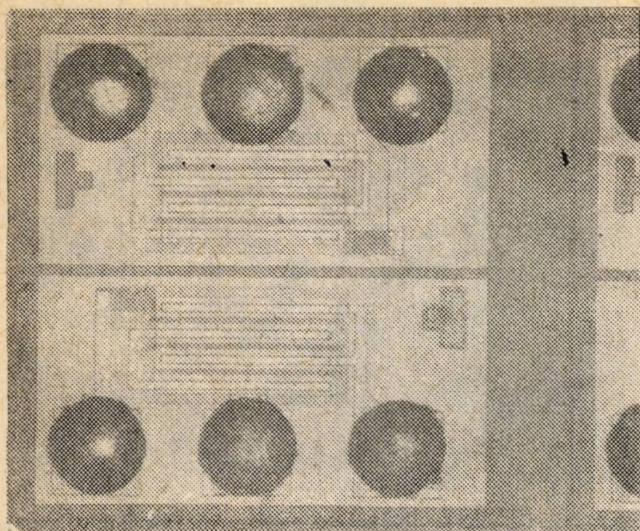


Fig. 2. Configurația structurii tip FM3955, varianta flip-cip.

mătoare au fost identice. Spatele plachetelor a fost metalizat cu aluminiu și s-a gravat codul dispozitivelor în același timp cu corodarea contactelor de aluminiu de pe fața plachetelor. S-a depus chimic din faza de vapori un strat de SiO_2 , în care s-au corodat ferestre în zona padurilor de contactoare; apoi s-au depus prin pulverizare catodică crom și cupru. În continuare creșterea bumbilor s-a făcut prin mască de fotorezist într-o baie acidă de cuprare, la o grosime de $40\mu\text{m}$ suficientă pentru realizarea montajului fără pericolul apariției punților de aliaj Sn-Pb. Apoi fotorezistul a fost îndepărtat, iar straturile subțiri de cupru și crom au fost corodate. Stanarea bumbilor s-a făcut într-o baie cu val; în cazul tranzistorului 2N930, la care diametrul final a fost de $150\mu\text{m}$, s-a depus aproximativ $25\mu\text{m}$ de aliaj, pe când la dispozitivul FM3955, la care diametrul final a fost de $110\mu\text{m}$, s-a depus o grosime de $25\mu\text{m}$ aliaj.

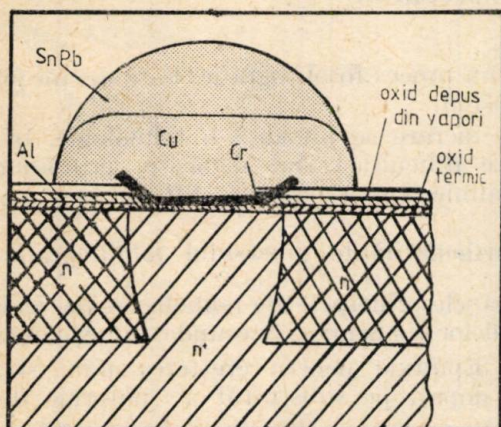


Fig. 3. Secțiune în zona contactului de colector la tranzistorul tip 2N930.

În urma măsurărilor efectuate pe plachetele cu structuri, varianta flip-cip, nu s-au constatat modificări ale valorilor parametrilor față de varianta clasică. Configurația unei structuri de circuit integrat monolitic în varianta flip-cip este prezentată în figura 4.

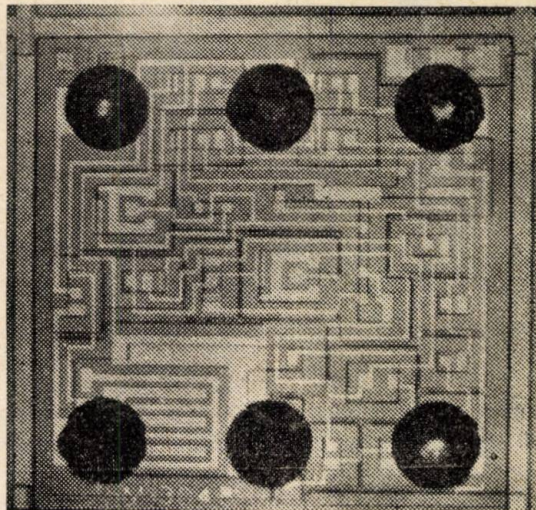


Fig. 4. Configurația unei structuri de circuit integrat monolitic, varianta flip-cip.

Padurile circuitelor pe care se lipesc componentele flip-cip trebuie astfel proiectate încât să depășească aria dispozitivului activ, așa cum reiese din figura 5, pentru a se putea face o aliniere corectă în timpul montajului.

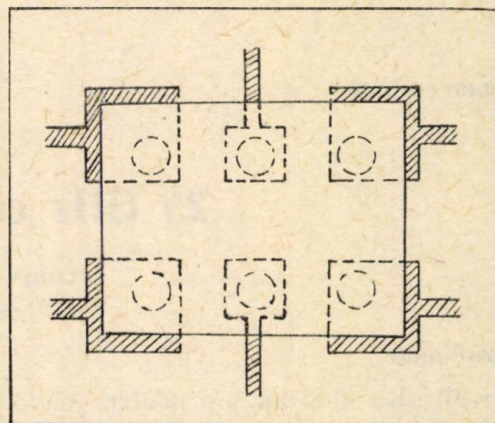


Fig. 5. Schema poziționării corecte a unei componente realizate în tehnologie flip-cip.

Marcajul dispozitivului pe spatele structurii are atît rolul de identificare a tipului dispozitivului, cît și de orientare în vederea alinierii corecte la montaj. Evident, în cazul montajului automat, nu mai este necesară proiectarea specială a padurilor de lipire de pe suprafața substratului. Exemple de utilizare a componentelor

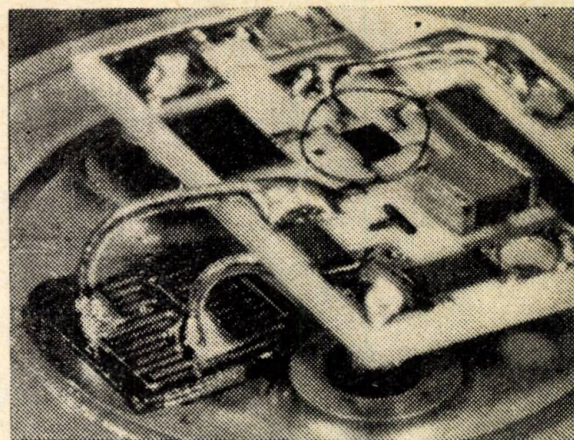
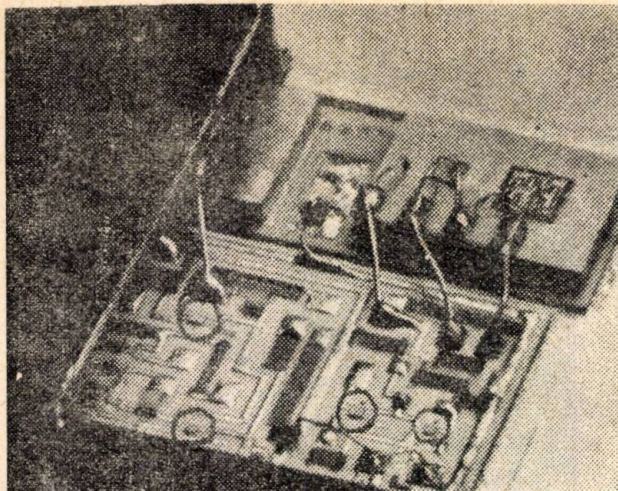


Fig. 6 și 7. Exemple de utilizare a componentelor realizate în tehnologie flip-cip la producerea unor circuite integrate hibride de putere.

realizate în tehnologie flip-cip la producerea unor circuite integrate hibride de putere sînt prezentate în figura 6 și figura 7.

3. Concluzii

Rezultatele obținute în realizarea componentelor prezentate în tehnologie flip-cip ne permit să estimăm o creștere importantă a numărului de tipuri de componente pe care le vom putea fabrica în această tehnologie, inclusiv a circuitelor integrate monolitice. Aceasta va contri-

bui la scăderea prețului de cost al circuitelor integrate hibride, precum și la creșterea fiabilității acestora.

Bibliografie

- [1] Lyman, J. Advances in materials, components, processes, ensure hybrid prosperity in the LSI age. In : Electronics, 22, July 1976, p. 97—98.
- [2] Hajdu, I., Ripka, G. Hibrid integrált áramkörök, 1979.
- [3] Tamura, M., Denda, S. A 15 Ampares Hybrid Voltage Regulator, ISHM Symposium, Paper 5B—2, 1973.
- [4] Denda, S. Hybrid Audio Power Amplifier. In : IEEE, no. 12, Paper 26, 1973.

CZ 620.191 : 621.392

CORODARE MESA
AUTOALINIERE
LIFT—OFF

25 GHz cu o singură mască

FLORIN CRĂCIUNOIU * — BUCUREȘTI

Introducere

În realizarea diodelor *pin* pentru microunde, tehnologia mesa a fost deja consacrată, dovedindu-și avantajele. Această tehnologie se bazează pe delimitarea ariei active a dispozitivelor prin corodarea siliciului, la adîncimi impuse de grosimea stratului epitaxial, care pot să depășească 5 μm . În urma corodării, suprafața plăchetelor de siliciu este puternic denivelată, făcînd dificile procesele fotolitografice ulterioare. Dificultățile sînt cu atît mai mari, cu cît scade aria activă a dispozitivelor. La diametre de 25—30

μm , un proces fotolitografic clasic devine practic imposibil.

În lucrare se prezintă o tehnologie, în care aceste dificultăți sînt depășite, prin aplicarea autoalinierii și a tehnicii „lift-off”.

Particularitățile procesului fotolitografic

Etapele principale ale tehnologiei de realizare a diodelor *pin* pentru microunde sînt următoarele :

1. Epitaxie pentru creșterea unui strat n slab dopat, pe substratul n^+ puternic dopat ;
2. Doparea prin difuzie, cu impurități de tip p , a acestui strat, pe întreaga suprafață a plăchetei ;

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare — București.

3. Depunerea prin tehnica CVD, a unui strat de nitrură de siliciu;
4. Delimitarea fotolitografică a ariei dispozitivelor, în stratul de nitrură;
5. Corodarea mesa a siliciului pentru delimitarea dispozitivelor;
6. Pasivarea dispozitivelor prin oxidare locală;
7. Deschiderea prin fotogravură, a ferestrelor de contactare;
8. Metalizare, prin evaporare în vid a alumiului;
9. Delimitarea fotolitografică a metalizării;
10. Sinterizare.

Profilul unei structuri obținută prin tehnologie mesa poate fi văzut în figura 1. Fotogra-



Fig. 1. — Profilul unei structuri obținute prin corodare mesa.

fia a fost făcută la microscopul electronic cu baleiaj. Se observă că există două procese fotolitografice care urmează corodării mesa, și care vor trebui efectuate pe suprafața puternic denivelată prin corodare, a plachetei. Este vorba de procesele 7 și 9.

Un proces fotolitografic de calitate, presupune depunerea prin centrifugare, a unei pelicule de fotorezist, foarte uniformă, în grosime de 1 μm , pe întreaga suprafață a plachetei. Pe plachetele de siliciu care au fost supuse corodării mesa, acest lucru este imposibil. În urma centrifugării, fotorezistul se distribuie pe suprafața și în jurul structurilor așa cum este prezentat în figura 2. Se observă că pe suprafața structurii, grosimea peliculei de fotorezist crește de la margini spre centru. Dovedesc aceasta inelele de interferență ce pot fi observate la microscopul metalografic, prezentate în figura 3. La muchia structurii pelicula de fotorezist este chiar întreruptă.

În spațiul dintre structuri, pelicula este de asemenea neuniformă, fotorezistul acumulându-se în jurul structurilor în strat mai gros.

Din cauza neuniformităților de grosime, precum și a reliefului rezultat prin corodarea mesa, expunerea și îndepărtarea fotorezistului în zonele de interes devine necontrolabilă.

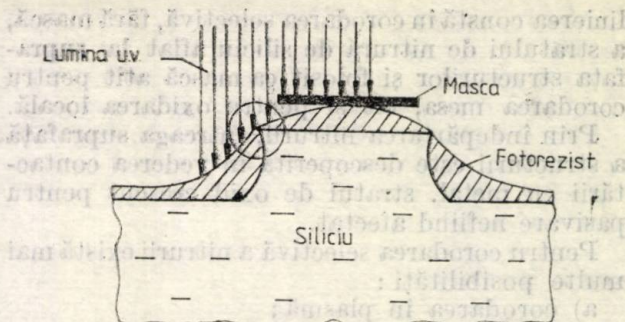


Fig. 2. — Distribuția fotorezistului în cazul structurilor mesa.

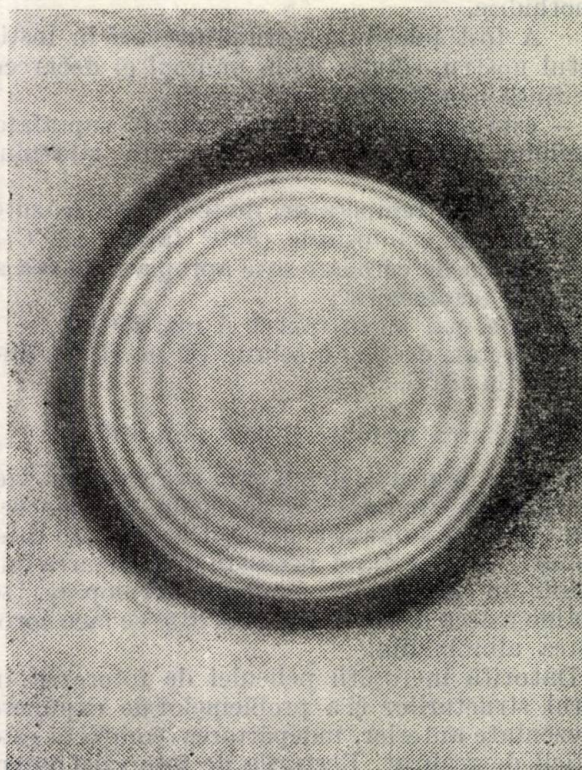


Fig. 3. — Structură mesa acoperită cu fotorezist prin centrifugare (vedere de sus).

Forma concavă a profilului de corodare, face ca la iluminarea cu un fascicul de lumină U.V., perpendicular pe suprafața plachetei să apară o zonă de umbră, unde expunerea fotorezistului nu are loc (vezi cercul din figura 2).

Din cauza unghiului variabil al profilului de corodare și implicit al profilului fotorezistului din jurul structurii, lumina U.V. nu cade la incidență normală pe suprafața fotorezistului în această zonă.

Din aceste considerente procesele fotolitografice 7 și 9 au fost reconsiderate.

Autoalinieria

În cazul fotogravurii pentru deschiderea ferestrelor de contactare, fotorezistul este eliminat din proces, prin aplicarea autoalinierii. Autoa-

linierea constă în corodarea selectivă, fără mască, a stratului de nitrură de siliciu aflat la suprafața structurilor și folosit ca mască atât pentru corodarea mesa, cât și pentru oxidarea locală.

Prin îndepărtarea nitrurii, întreaga suprafață a structurii este descoperită în vederea contactării cu metal, stratul de oxid crescut pentru pasivare nefiind afectat.

Pentru corodarea selectivă a nitrurii există mai multe posibilități:

- a) corodarea în plasmă;
- b) corodarea în acid ortofosforic la fierbere (180°C) %;
- c) corodarea într-o soluție de glicerină și acid fluorhidric.

A fost folosită, pentru prima oară în institutul nostru, soluția de la punctul c) deoarece prezintă următoarele avantaje:

- este autostopantă (nu afectează suprafața siliciului după terminarea corodării stratului de nitrură);
- necesită temperaturi de lucru mai scăzute decât acidul ortofosforic (80°C față de 180°C);
- viteza de corodare este apropiată de cea a acidului ortofosforic;
- este mai puțin toxică și mai ieftină.

S-a lucrat, deci cu o soluție 1M de HF în glicerină, la 80°C.

Delimitarea metalizării prin „lift-off”

Stratul de metal, depus prin evaporare în vid pe întreaga suprafață a plachetei, trebuie reținut doar pe suprafața structurilor, pentru contactare, în rest fiind necesară îndepărtarea lui. Printr-un proces de expunere-developare, se obține masca de fotorezist prin care se face corodarea aluminiului.

Datorită îngroșării peliculei de fotorezist în jurul structurilor și a problemelor de expunere prezentate anterior, îndepărtarea completă este dificil de realizat. Resturile de fotorezist determină în final un „guler” de aluminiu în jurul structurii, care îi afectează performanțele electrice. Fortînd procesul prin expuneri și dezvoltări repetate, se pot îndepărta toate urmele de fotorezist, dar în acest caz pelicula de pe suprafața structurii (deja neuniformă), va fi afectată și nu mai îndeplinește condițiile de mască.

Aplicarea procedurii „lift-off”, care constă în depunerea stratului de metal printr-o mască de fotorezist, determină inversarea rolurilor.

Fotorezistul din jurul structurilor devine de interes, iar cel de pe suprafață trebuie îndepărtat. Îndepărtarea peliculei de fotorezist de pe suprafața structurilor se face printr-o expunere scurtă „în alb” (fără mască) de 3 secunde, urmată de o dezvoltare de asemenea scurtă (5 secunde). Aceste procese scurte, nu au un efect semnificativ asupra fotorezistului din jurul structurilor. Se obține astfel masca de fotorezist care poate fi utilizată în procesul de depunere a metalului (fig. 4a). Prin metalizare, efectuată prin

evaporare în vid, la rece, o peliculă de aluminiu se depune pe întreaga suprafață a plachetei (fig. 4b). După depunere, fotorezistul de sub aluminiu de dizolvă în acetonă, antrenînd prin aceasta îndepărtarea aluminiului de deasupra. Ultrasonarea și aplicarea unui jet de apă sub presiune, contribuie la îndepărtarea perfectă a aluminiului dintre structuri.

Suprafața diodei este în acest caz integral acoperită cu metal (fig. 4c), ceea ce nu se întîmplă în cazul procesului clasic de fotogravură pentru delimitarea metalizării.

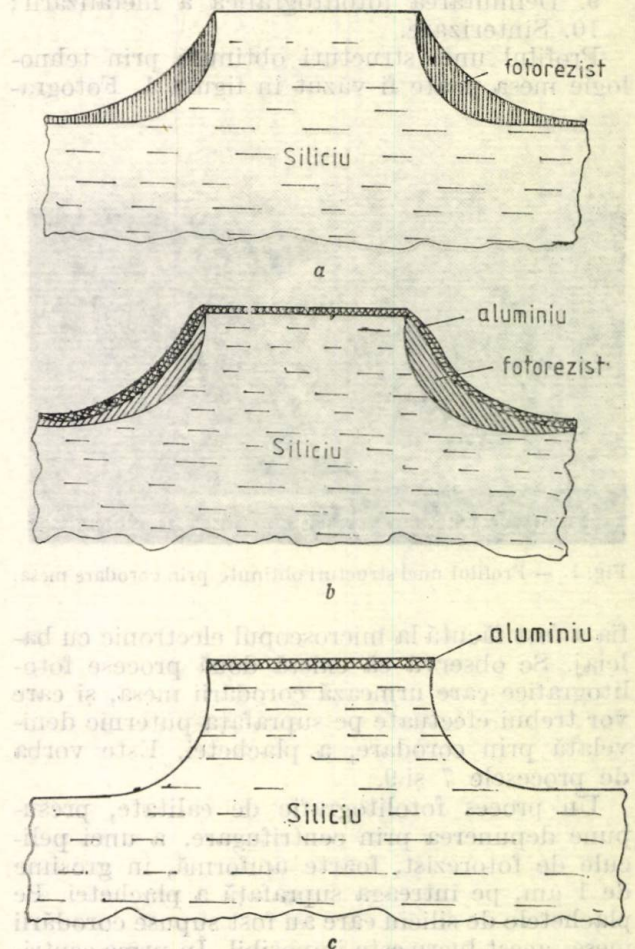


Fig. 4 — Secvențele procedurii „lift-off”:
a) realizarea măștii de fotorezist
b) depunerea metalului
c) după îndepărtarea fotorezistului.

Ideea s-a aplicat la metalizarea mai multor tipuri de diode, cu diametrul structurii mai mic de 100 μm , dar avantajele ei au fost cel mai bine evidențiate în cazul diodei ROV 467, care are un diametru de 25–30 μm , iar adîncimea de corodare mesa depășește 5 μm . Aplicarea procesului clasic de fotogravură pentru metalizare în cazul acestei diode, a condus după eforturi la o acoperire de cca 50 % din suprafață cu metal, insuficientă pentru lipirea firelor de conexiune. Porțiunea din suprafață rămasă neacoperită determină deteriorarea unor parametri electri-

ci ai diodei, cum ar fi tensiunea de străpungere, curentul rezidual etc. Tehnologia prezentată, elimină aceste neajunsuri și totodată folosirea măștii la operația de metalizare.

Dioda ROV 467 este o diodă *pin*, de tip „step recovery”, care poate să multiplice în funcție de semnalul aplicat și de armonica pe care se acordează circuitul de ieșire, frecvențe până la 25 GHz.

Concluzii

Aplicarea tehnicii „lift-off” pentru delimitarea metalizării și a autoalinierii pentru des-

chiderea ferestrelor de contactare, conduc la eliminarea măștilor din procesele respective. Simplificarea tehnologiei de fabricație a structurilor este însoțită de îmbunătățirea parametrilor electrici ai dispozitivelor.

Bibliografie

- [1] Ch. A. Deckert, J. Electrochem. Soc. vol. 127, nr. 11.
- [2] A. Muller, F. Crăciunoiu, ș.a. E.E.A., vol. 27, nr. 1.
- [3] I. Petrini, F. Crăciunoiu, ș.a. Raport de cercetare CCSIT-S 1985.

CZ 621.375.13 : 621.375.13

FUNCTII DE TRANSFER
ANALIZĂ PE CALCULATOR
SINGULARITĂȚI

Estimarea singularităților funcției de transfer și aprecierea stabilității amplificatoarelor cu reacție din caracteristicile de frecvență trasate cu ajutorul calculatorului electronic

ANCA MANUELA MANOLESCU *, ing. CORNELIU BURILEANU * — BUCUREȘTI

Introducere

Proiectarea asistată de calculator a circuitelor electronice s-a impus în ultima vreme ca urmare a dezvoltării și perfecționării tehnicii de calcul. Au apărut o multitudine de programe de analiză și sinteză a circuitelor electronice ceea ce a permis pe de o parte, studiul detaliat al caracteristicilor circuitelor (mergând uneori până la o simulare foarte sofisticată a diverselor sisteme) și, pe de altă parte, realizarea unor noi și performante circuite într-un timp mai scurt și cu cheltuieli materiale scăzute.

Un program de analiză a circuitelor electronice, pentru a fi eficient, trebuie să îndeplinească mai multe cerințe :

— să permită determinarea unor caracteristici esențiale, semnificative ale circuitelor (de pildă, pentru circuitele liniare, analiza în curent alternativ trebuie să dea ca rezultat caracteristicile de frecvență, singularitățile funcției de transfer etc.);

— să permită o prezentare sugestivă a rezultatelor asociat cu un mod simplu de introducere a datelor de prelucrat;

— precizia calculelor trebuie să corespundă scopului propus (există situații în care variațiile unor parametri de circuit produc modificări subtile ale caracteristicilor circuitului și aceste

variații pot fi evidențiate numai dacă precizia de prelucrare este suficientă);

— programele de analiză și sinteză trebuie să poată rula *eficient* pe sistemul de calcul disponibil. Această caracteristică deosebit de importantă semnifică faptul că necesitățile de memorie operativă, pe de o parte, și timpul de prelucrare, pe de altă parte, trebuie să fie minime și că aceste cerințe depind esențial de configurația de calculator, disponibil (micro, mini sau calculator, periferice, viteză de lucru etc.).

Din cele expuse succint mai sus rezultă că alegerea programelor de analiză a circuitelor pe calculator reprezintă o opțiune majoră pentru proiectantul sau utilizatorul de circuite. Această opțiune depinde în mod esențial de scopul propus și sistemul de calcul utilizat. Odată ales setul de programe, ele trebuie folosite cât mai eficient pentru a obține maximum de informații din rezultatele analizate sau simulării.

1. Setul de programare ANACIR

Pachetul de programe folosit, „ANACIR”, a fost realizat în Institutul politehnic București [1] și este destinat simulării pe calculator a circuitelor electronice analogice liniare. Ele permit analiza în curent continuu și în curent alternativ pentru circuite ce pot avea până la 50 de no-

* Institutul Politehnic — București.

duri și 100 de laturi. Sînt implementate pe minicalculatoare tip CORAL ce lucrează sub sisteme de operare RSX-11 M.

Pachetul de programe ANACIR, comparabil ca performanțe cu programe mai complexe, are două avantaje esențiale, în raport cu criteriile de eficiență enunțate mai înainte :

- sînt programe conversaționale, cu un mod de lucru simplu, foarte eficiente pentru analiza sau proiectarea unui circuit ;

- necesită un spațiu fizic de memorie redus, ele fiind concepute special pentru a fi implementate pe o structură de minicalculator.

Caracteristicile principale ale programelor sînt următoarele :

- analiza se face pornind de la schemele echivalente în curent continuu sau în curent alternativ ale circuitelor ;

- elementele circuitului pot fi : rezistoare, condensatoare, bobine, surse de curent controlate în tensiune — pentru analiza de curent alternativ și : rezistoare, surse independente de curent și tensiune și surse de curent controlate în tensiune — pentru analiza în curent continuu ;

- elementele active de circuit pot fi modelate la alegerea utilizatorului sau invocînd „biblioteca” de modele a programelor ;

- introducerea datelor (topologia circuitului) ca și a opțiunilor de analiză se face simplu, de la consolă, într-un format liber, răspunzînd întrebărilor calculatorului ;

- topologiile circuitelor se pot stoca pe un suport extern (disc, bandă) pentru analiza ulterioară. Modificările sînt posibile în diverse momente în desfășurarea programelor și nu necesită reintroducerea tuturor datelor, ceea ce facilitează rulări succesive (gestionarea fișierelor de date este transparentă pentru utilizator).

Rezultatele analizei în curent alternativ, cea care ne interesează pentru aplicația de față, sînt variațiile amplitudinii sau fazei funcției de transfer în oricare nod față de intrare, în funcție de frecvență, liniar sau logaritmic. Deci, se pot alege :

- nodul în care se calculează funcția de transfer în regim permanent față de intrare ;

- pasul de variație a frecvenței (liniar sau logaritmic) ;

- plaja de frecvență și numărul de puncte de analiză (această opțiune este deosebit de atractivă deoarece permite „lupe” de frecvență pe porțiunile de interes).

Diagramele logaritmice amplitudine-frecvență și fază-frecvență pe care programul le prezintă sub formă de tabel și/sau grafic, pot oferi informații complete asupra comportării dinamice a circuitelor, determinarea aproximativă a singularităților funcției de transfer, aprecieri asupra stabilității etc.

Desigur, există programe de analiza comportării în regim permanent sinusoidal a circuite-

lor electronice care oferă ca rezultat singularitățile funcției de transfer. În cazul de față, pachetul de programe „ANACIR” nu determină propriu-zis forma funcției de transfer a circuitelor și atașarea unui program de determinarea polilor și zerourilor ar însemna, pe de o parte lungirea timpului de analiză și pe de altă parte, o localizare destul de imprecisă a acestora.

2. Estimarea singularităților funcției de transfer și aprecierea stabilității amplificatoarelor cu reacție

Evoluția amplitudinii și fazei funcției de transfer a unui circuit funcție de frecvență conține toată informația necesară aprecierii singularităților și deci, eventual, stabilității sistemului analizat. Totuși determinarea locului și mai ales tipului de singularitate nu este evidentă cînd se lucrează pe caracteristica de transfer. Sînt necesare mai multe considerații care se vor baza pe o examinare atentă a caracteristicii și mai ales pe o trasare adecvată a acestei caracteristici, de asemenea manieră încît să se poată pune în evidență, într-un mod neambiguu, particularitățile diverselor singularități. Trebuie subliniat că programul însuși nu semnalează în mod explicit cazurile în care un sistem analizat este instabil.

Vom trece în revistă mai jos modul în care polii și zerourile influențează funcția de transfer [2].

2.1. Zero sau pol simplu negativ

Considerăm un factor de forma $(p + a)$ (pentru zero) și $1/(p + a)$ (pentru pol, unde $p_1 = -a$ reprezintă singularitatea ($a > 0$)).

În planul $(\sigma, j\omega)$ singularitatea arată ca în figura 1 (s-a notat cu σ partea reală a numărului complex p).

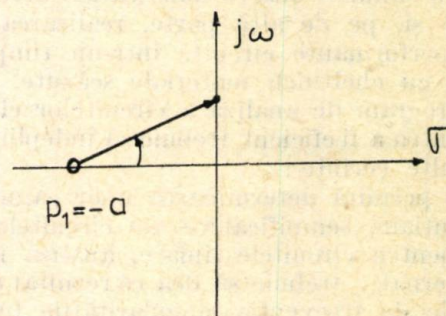


Fig. 1. Zero sau pol simplu negativ în planul complex.

Se observă că modulul factorului $p + a$, pentru $p = j\omega$, este $\sqrt{\omega^2 + a^2}$ și crește monoton cu creșterea frecvenței. Factorul $1/(p + a)$ are un modul care evident va scăde monoton cu frecvența.

Faza crește de la 0° la 90° și respectiv scade de la 0° la -90° .

2.2. Zero sau pol simplu pozitiv

Factorii considerați sînt de forma $(p - a)$ sau $1/(p - a)$ unde $p_1 = a$ reprezintă singularitatea (zero sau pol) cu $a > 0$. În planul complex singularitatea este prezentată în figura 2 deci modulul crește monoton și respectiv scade monoton cu frecvența. Pentru $p = j\omega$

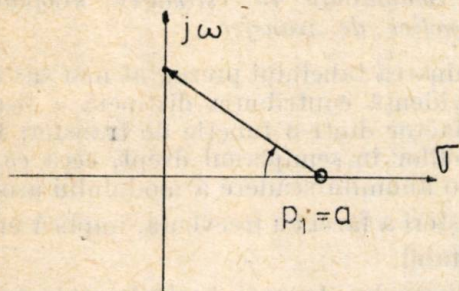


Fig. 2. Zero sau pol simplu pozitiv în planul complex.

$$|j\omega - a| = \sqrt{\omega^2 + a^2}$$

$$\frac{1}{|j\omega - a|} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + a^2}}$$

Se observă însă că faza pentru zero scade de la 0° la -90° iar pentru pol crește de la 0° la 90° .

2.3. Zerouri sau poli complex conjugați în semiplanul stîng

Factorul care trebuie avut în vedere este de forma :

$$[(p + \alpha)^2 + \beta^2]^{\pm 1}$$

Cele două singularități complex conjugate au forma generală :

$$\begin{aligned} p_1 &= -\alpha - j\beta \\ p_2 &= -\alpha + j\beta \end{aligned} \quad \text{cu } \alpha, \beta \geq 0,$$

și reprezentarea lor în planul $(\sigma, j\omega)$ arată ca în figura 3.

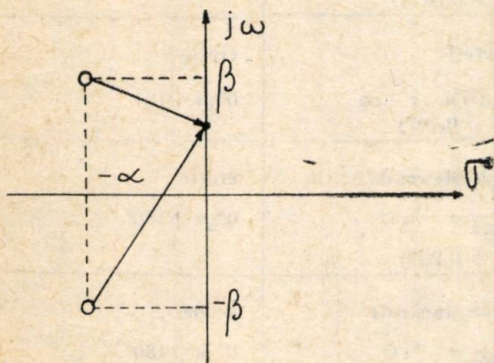


Fig. 3. Zerouri sau poli complex conjugați în semiplanul stîng.

Modulul factorului considerat este :

$$|(j\omega + \alpha)^2 + \beta^2| = \sqrt{(\alpha^2 + \beta^2 - \omega^2)^2 + (2\omega\alpha)^2}$$

Variația cu frecvența a modulului nu mai este monotonă. Într-adevăr, factorul considerat poate fi scris și sub forma :

$$\begin{aligned} -\omega^2 + j \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega + \omega_n^2 &= -\omega^2 + \\ + j \frac{\omega_n}{Q} \cdot \omega + \omega_n^2 \end{aligned}$$

unde : ω_n reprezintă pulsația proprie a sistemului, ξ — factorul de amortizare și $Q = 1/2\xi$, factorul de calitate.

Se observă că $\alpha = \xi \cdot \omega_n$

$$\alpha^2 + \beta^2 = \omega_n^2, \text{ de unde } \beta = \omega_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}.$$

Modulul are o variație în frecvență care depinde de valoarea factorului de calitate (ceea ce, în planul complex, înseamnă că depinde de poziția efectivă a polilor). Dacă $Q < 0,707$ modulul crește monoton în frecvență pentru zerouri și scade monoton pentru poli.

Pentru $Q > 0,707$ modulul are o scădere și apoi o creștere în cazul zerourilor; pentru poli pot apare, în mod similar, supracreșteri.

Faza funcției de transfer, pentru zerouri, este :

$$\varphi = \arctg \frac{2\omega\alpha}{\alpha^2 + \beta^2 - \omega^2}$$

și crește de la 0° la 180° ; similar, pentru poli scade de la 0° la -180° , panta depinzînd, de asemenea, de valoarea lui Q .

2.4. Zerouri sau poli complex conjugați în semiplanul drept

Factorul care trebuie considerat este de forma :

$$[(p - \alpha)^2 + \beta^2]^{\pm 1}$$

Cele două singularități complex conjugate sînt de forma :

$$\begin{aligned} p_1 &= \alpha - j\beta \\ p_2 &= \alpha + j\beta \end{aligned} \quad \text{cu } \alpha, \beta \geq 0,$$

care, în planul $(\sigma, j\omega)$ apar ca în figura 4.

Pentru zerouri modulul are forma :

$$\sqrt{(\alpha^2 + \beta^2 - \omega^2)^2 + (2\omega\alpha)^2}$$

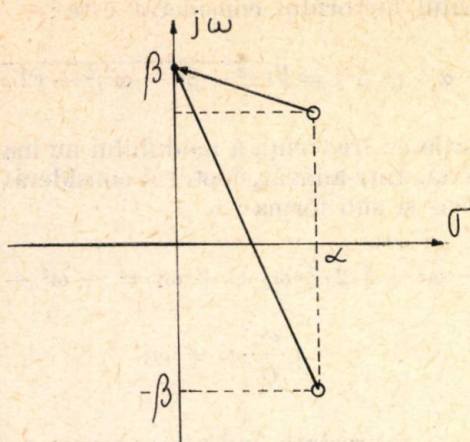


Fig. 4. Zerouri sau poli complex conjugați în semiplanul drept.

iar pentru poli $1/\sqrt{(\alpha^2 + \beta^2 - \omega^2)^2 + (2\omega\alpha)^2}$, deci evoluția lui în frecvență este aceeași ca în cazul precedent.

În schimb faza pentru zerouri este de forma :
 $\varphi = \arctg \frac{-2\omega\alpha}{\alpha^2 + \beta^2 - \omega^2}$ și scade de la 0° la -180° . Pentru poli faza crește de la 0° la 180° .

În concluzie, toate aceste situații sînt sumarizate în tabelul 1.

2.5. Ambiguități în estimarea singularităților funcției de transfer

Examinarea tabelului prezentat mai sus scoate în evidență contribuția distinctă a fiecărui posibil factor dintr-o funcție de transfer. Existența polilor în semiplanul drept, ceea ce presupune o anumită scădere a modului asociată unei creșteri a fazei cu frecvența, implică un sistem instabil.

Totuși concluziile nu sînt atît de evidente cînd concură mai mulți factori și rezultatul global are o evoluție în frecvență destul de complicată. Un studiu atent al modului și fazei, ținînd

Tabelul 1

Tipul de singularitate		Evoluția modului funcție de frecvență	Evoluția fazei funcție de frecvență
Zero simplu	pozitiv $p = a$ $a > 0$	crește monoton $a \nearrow +\infty$	scade monoton $0^\circ \searrow -90^\circ$ (1)
	negativ $p = -a$ $a > 0$	crește monoton $a \nearrow +\infty$	crește monoton $0^\circ \nearrow 90^\circ$ (2)
Pol simplu	pozitiv $p = a$ $a > 0$	scade monoton $1/a \searrow 0$	crește monoton $0^\circ \nearrow 90^\circ$ (3)
	negativ $p = -a$ $a > 0$	scade monoton $1/a \searrow 0$	scade monoton $0^\circ \searrow -90^\circ$ (4)
Zerouri complex conjugate	în semiplanul drept $p_1 = \alpha + j\beta$ $p_2 = \alpha - j\beta$ $\alpha, \beta \geq 0$	scade-crește $(\alpha^2 + \beta^2)^{1/2} \nearrow +\infty$ pt ($Q > 0,707$)	scade $0^\circ \searrow -180^\circ$ (5)
	în semiplanul stîng $p_1 = -\alpha + j\beta$ $p_2 = -\alpha - j\beta$ $\alpha, \beta \geq 0$	scade-crește $(\alpha^2 + \beta^2)^{1/2} \nearrow +\infty$ pt ($Q > 0,707$)	crește $0^\circ \nearrow +180^\circ$ (6)
Poli complex conjugați	în semiplanul drept $p_1 = \alpha + j\beta$ $p_2 = \alpha - j\beta$ $\alpha, \beta \geq 0$	scade-crește-scade $\frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} \searrow \searrow 0$ pt ($Q > 0,707$)	crește $0^\circ \nearrow +180^\circ$ (7)
	în semiplanul stîng $p_1 = -\alpha + j\beta$ $p_2 = -\alpha - j\beta$ $\alpha, \beta \geq 0$	scade-crește-scade $\frac{1}{\alpha^2 + \beta^2} \searrow \searrow 0$ pt ($Q > 0,707$)	scade $0^\circ \searrow -180^\circ$ (8)

seama de concluziile anterioare și presupunând că analiza pe calculator a evidențiat trăsăturile semnificative ale funcției de transfer, duce la o estimare corectă a singularităților.

Cazurile de ambiguități sînt, în principiu de două categorii :

I. — unele care nu afectează aprecierea stabilității :

(1) și (5), (2) și (6), (4) și (8), (4) și (5), (1) și (8).

Putem discerne între aceste situații în felul următor :

a) pentru (1) și (5) se observă că în cazul zero-urilor complex conjugate în semiplanul drept modulul are în principiu și o scădere (pentru $Q > 0,707$) iar faza scade mai puternic ;

b) pentru (2) și (6) evoluția este similară cu cazul precedent dar în sens invers :

c) pentru (4) și (8) evoluția modulului în cazul (8) presupune și o supracreștere (la $Q > 0,707$) iar faza scade către -180° .

d) pentru (4) și (5), de asemenea, evoluția modulului este importantă : scăderea modulului în cazul (5) urmată de o creștere ; se observă deci că plaja de frecvențe pe care se face analiza este esențială ;

e) pentru (1) și (8) situația este similară cu cazul precedent.

II. — cele care afectează aprecierea stabilității :

a) (3) și (7) ; în ambele cazuri sistemul oscilează. Cele două situații se deosebesc după pantele de variație ale modulului și fazei (net mai mari pentru poli complex conjugați) ;

b) (3) și (6) ; pentru pol simplu pozitiv sistemul oscilează. Cazul (6) al zero-urilor complex conjugate în semiplanul stîng poate fi pus în evidență pentru că după o scădere a modulului (ca și la (3)) urmează o creștere a acestuia ;

c) (2) și (7) ; pentru (7) sistemul oscilează, dar cele două cazuri pot fi decelate astfel : la poli complex conjugați modulul crește și apoi descrește.

Din cele expuse mai sus rezultă că pentru o apreciere corectă a tipului singularităților o cerință esențială a analizei pe calculator pe care am mai subliniat-o este necesitatea determinării comportării semnificative a funcției de transfer. La aceasta concurează mai mulți factori :

- modelarea propriu-zisă a schemei ;
- alegerea unei plaje de frecvențe potrivite ;
- alegerea pașilor de analiză în cadrul unui interval dat de frecvențe.

În plus din tabelul 1 se observă existența a două cazuri de instabilitate care corespund situațiilor (3) și (7). În ambele cazuri faza crește cu frecvența. Aceste cazuri pot fi confundate cu alte două situații cînd faza crește : (2) sau (6). Totuși, examinarea atentă a modulului

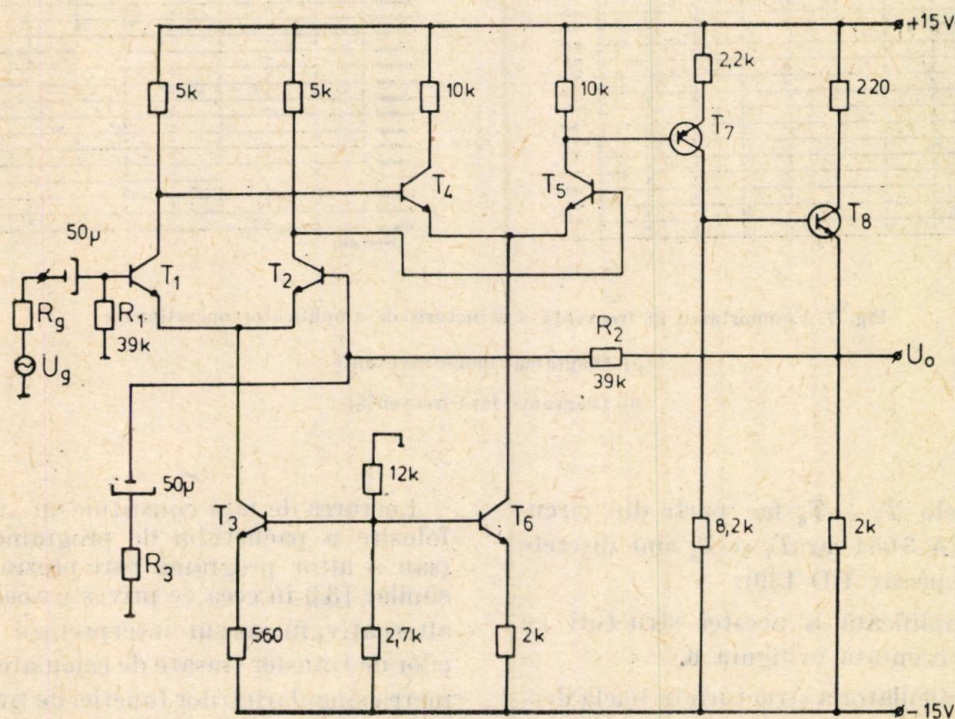


Fig. 5. Schema structurii unui amplificator operațional.

evită orice ambiguitate: *sistemul este instabil când, asociat fazei crescătoare, modulul fie scade monoton, fie crește apoi scade.*

3. Aplicație

Considerăm schema unei structuri de amplificator operațional prezentată în figura 5.

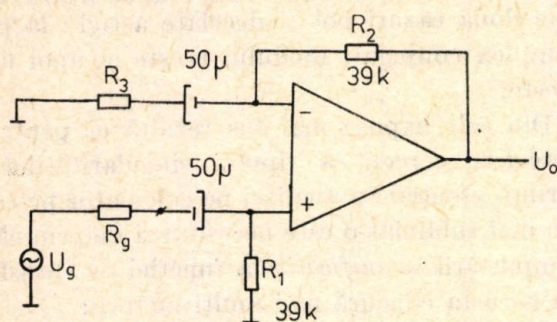


Fig. 6. Schema simplificată a structurii de amplificator operațional.

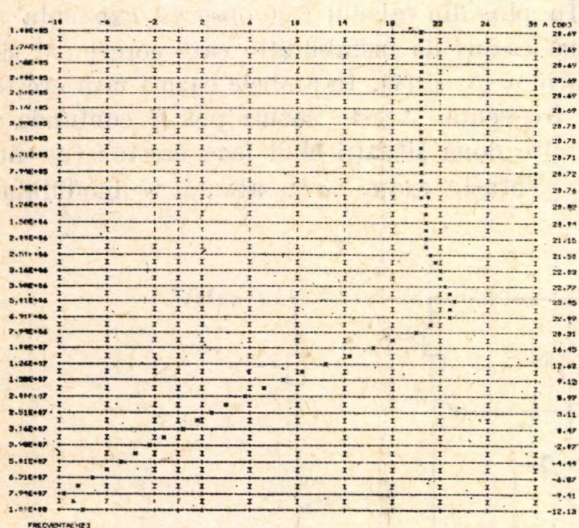


Fig. 7. Comportarea în frecvență a structurii de amplificator operațional:

- Diagrama modul-frecvență.
- Diagrama fază-frecvență.

Tranzistoarele $T_1 \div T_6$ fac parte din circuitul integrat $\beta A 3054$ iar T_7 și T_8 sînt discrete (BC 251 și respectiv BD 139).

Schema simplificată a acestei structuri cu reacție este prezentată în figura 6.

Analiza pe calculator a structurii în buclă deschisă, folosind programele ANACIR a dat o

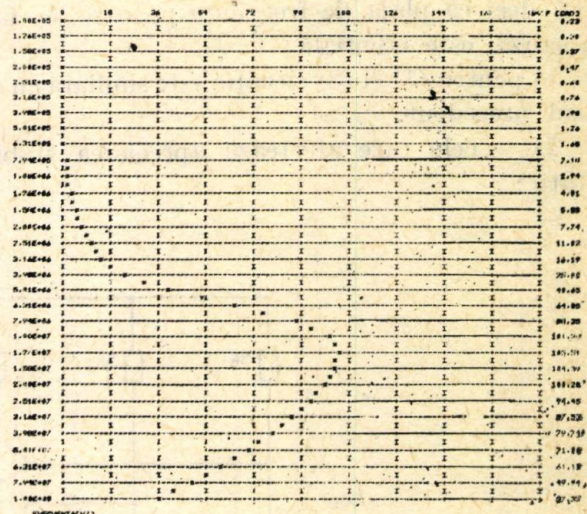
amplificare în bandă de aproximativ 95 dB și o caracteristică de frecvență cu 3 poli: $f_1 \approx 120$ kHz și $f_2 \approx f_3 \approx 780$ kHz.

Pentru R_3 de diverse valori sistemul poate fi stabil sau instabil. Un exemplu de diagrame modul-frecvență, fază-frecvență ale caracteristicii U_o/U_g pentru un sistem instabil se obține pentru $R_3 = 3,9$ kΩ (fig. 7).

Se observă evoluția modulului și fazei, și, în concordanță cu concluziile anterioare se poate aprecia că sistemul este instabil (ceea ce se verifică de altfel și teoretic).

4. Concluzii

Programele de analiză și simulare pe calculator a circuitelor electronice constituie un instrument prețios în proiectare cu condiția utilizării „inteligente” a informației conținută în rezultatele obținute.



Lucrarea de față constituie un „îndrumar” de folosire a pachetului de programe „ANACIR” (sau a altor programe care prezintă rezultatele similar [3]) în ceea ce privește analiza în curent alternativ, în sensul interpretării caracteristicilor de transfer trasate de calculator pentru estimarea singularităților funcției de transfer și aprecierea stabilității circuitului studiat.

Concluzia analizei făcute arată că sistemul este instabil cînd, asociat fazei crescătoare, modulul scade monoton sau crește și apoi scade din nou. Cazurile de ambiguitate în interpretarea comportării funcției de transfer pot fi rezolvate prin examinarea situațiilor posibile conform tabelului prezentat, cu condiția punerii în evidență a comportării *semnificative* a circuitului studiat în regim permanent.

Bibliografie

- [1] Manolescu, A. M., Manolescu, A., Burileanu, C. și Burileanu, D. „Pachetul de programe de analiza circuitelor electronice ANACIR implementate pe minicalculatoare tip Coral”, Institutul Politehnic București, 1983.
- [2] Manolescu, A. M., Manolescu, A., Mihuț, I., Mureșan, T. și Turic, L. „Circuite integrate liniare”, Editura didactică și pedagogică, București, 1983.
- [3] Gray, P. R., Meyer, R. G. „Analysis and Design of Analog Integrated Circuits”, John Wiley & Sons, 1978.

CZ 621.392 : 621.319

DIODA LAMDA
CARACTERISTICA STATICĂ
REZISTENȚA NEGATIVĂ

Diodă lamda (λ) — caracteristici statice și aplicații

GHEORGHE BREZEANU*, MARCEL PETRE* — BUCUREȘTI

Introducere

Dioda lamda (λ) aparține acelei categorii de dispozitive care, fără a oferi soluții pentru aplicații curente, stîrnesc curiozitatea ca urmare a unor însușiri specifice [1].

Denumirea diodei este sugerată de forma caracteristicii statice curent-tensiune; curba $I-V$, desenată în figura 1a, este asemănătoare literei grecești λ . Pe caracteristică se distinge o zonă de rezistență negativă, ce constituie zona de lucru a dispozitivului. Fizic, dioda λ constă din două tranzistoare cu efect de câmp complementare, conectate cum se indică în figura 1b.

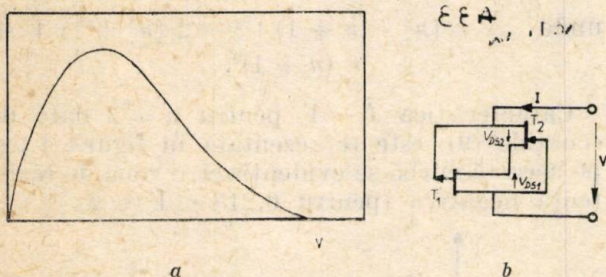


Fig. 1. Dioda lamda (λ): a) caracteristica statică (calitativ); b) modul de conectare a două tranzistoare cu efect de câmp complementare pentru a realiza o diodă λ

Pot fi folosite tranzistoare discrete. De asemenea dioda se poate realiza în versiune integrată.

În lucrarea de față se determină, mai întîi expresia analitică a caracteristicii $I-V$. Se folosește o formulă simplă pentru caracteristica de ieșire a tranzistorului cu efect de câmp în zona de triodă [2]. Caracteristica teoretică obținută se compară cu curba experimentală măsurată pe dioda λ realizată în variantă discretă.

În partea a doua a lucrării se discută două circuite ce utilizează dioda λ : oscilator LC cu rezistență negativă [1] și dublorul de frecvență.

1. Caracteristica statică curent-tensiune

Pentru obținerea expresiei analitice a caracteristicii $I-V$ se utilizează două seturi de ecuații: de circuit și de dispozitiv.

Pe circuitul din figura 1b se poate scrie:

$$I = I_{D1} = I_{D2}, \quad V = V_{DS2} - V_{DS1}, \quad (1)$$

$$V_{GS1} = V_{DS2}, \quad V_{GS2} = V_{DS1}. \quad (2)$$

Ecuațiile interne ale tranzistorului cu efect de câmp sînt [2]:

$$I_D = -2 \frac{I_{DSS}}{V_T} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T} + \frac{V_{DS}}{2V_T} \right) V_{DS}, \quad (3)$$

$$|V_{DS}| < |V_{GS} - V_T|$$

* Institutul Politehnic — București.

pentru regiunea de triodă a caracteristicii de ieșire și

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2, \quad |V_{DS}| \geq |V_{GS} - V_T| \quad (4)$$

pentru regiunea de saturație. I_{DSS} este curențul maxim de drenă, iar V_T tensiunea de prag. Presupunând tranzistoarele împerecheate se poate scrie

$$\begin{aligned} V_{T1} &= -V_{T2} = V_0 > 0, \\ I_{DSS2} &= I_{DSS1} = I_0 > 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Se normalizează toate tensiunile la V_0 : $\bar{V} = V/V_0$, $\bar{V}_{GS} = V_{GS}/V_0$, $\bar{V}_{DS} = V_{DS}/V_0$ și curenții la I_0 : $\bar{I} = I/I_0$, $\bar{I}_D = I_D/I_0$. După calcule elementare din ecuațiile (1) – (5) se obține

$$\bar{V}_{SD2} = -\bar{V}_{DS1} = \bar{V}_{GS1} = -\bar{V}_{GS2} = \frac{\bar{V}}{2}, \quad (6)$$

și expresia caracteristicii $I - V$ sub formă normalizată

$$\bar{I} = \begin{cases} \left(1 - \frac{3}{4} \bar{V}\right) \bar{V} & \text{pentru } 0 \leq \bar{V} < 1 \\ \left(1 - \frac{\bar{V}}{2}\right)^2 & \text{pentru } 1 \leq \bar{V} \leq 2, \end{cases} \quad (7)$$

reprezentată în figura 2. De notat că $\bar{V} < 1$ corespunde funcționării tranzistorilor în regiunea de triodă, iar $\bar{V} \geq 1$ zonei de saturație.

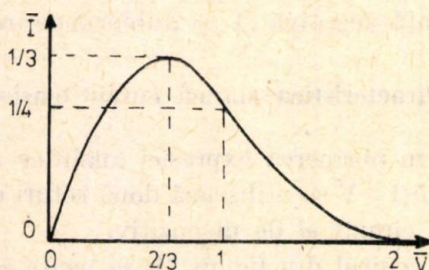


Fig. 2. Caracteristica statică normalizată a diodei λ trasată pe baza formulei (7).

Panta caracteristicii $I - V$ se obține imediat din ecuațiile (7)

$$\frac{d\bar{I}}{d\bar{V}} = \begin{cases} 1 - \frac{3}{2} \bar{V}, & \text{pentru } 0 \leq \bar{V} < 1 \\ \frac{\bar{V}}{2} - 1, & \text{pentru } 1 \leq \bar{V} \leq 2. \end{cases} \quad (8)$$

Zona de rezistență negativă $\left(\frac{d\bar{I}}{d\bar{V}} < 0\right)$ corespunde la

$$\frac{2}{3} < \bar{V} \leq 2 \quad (\text{fig. 2}).$$

În figura 3 caracteristica teoretică dată de relațiile (7) se compară cu cea experimentală măsurată (cu caracterograful Tektronix 576) pe o diodă λ realizată cu tranzistoarele:

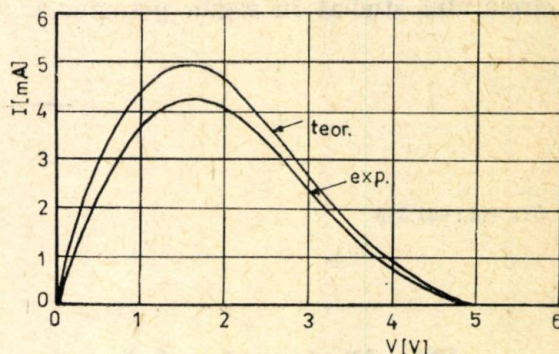


Fig. 3. Comparație între caracteristicile $I - V$, teoretică și experimentală.

$T_1 - P 1087 - 18$, care are $V_T = 2,5 V$, $I_{DSS} = 15 \text{ mA}$ și $T_2 = BF 256$ ($V_T = -2,5 V$, $I_{DSS} = 14 \text{ mA}$). Împerecherea imperfectă dintre tranzistoare explică, într-o primă aproximație diferențele dintre cele două curbe.

Dacă tranzistoarele sînt neîmperecheate expresia caracteristicii diodei λ se complică. Presupunînd diferențe numai între curenții I_{DSS} , $I_{DSS2} = n \cdot I_{DSS1} = I_0 \cdot n$, $n > 1$ și utilizînd tot ecuațiile de bază (1–5) se obține

$$\bar{I} = \begin{cases} \frac{(n+1)(\bar{V}-2)^2 + 2\sqrt{\Delta}(\bar{V}-2)}{(n-1)^2} & \text{pentru } 0 \leq \bar{V} < 1 \\ \left(\frac{2-\bar{V}^2}{\sqrt{n+1}}\right)^2 & \text{pentru } 1 \leq \bar{V} \leq 2. \end{cases} \quad (9)$$

unde $\Delta = (n^2 - n + 1) \bar{V}^2 - 2(n^2 + 1) \bar{V} + (n+1)^2$.

Caracteristica $\bar{I} - \bar{V}$ pentru $n = 2$ dată de ecuațiile (9) este reprezentată în figura 4; și pe această curbă se evidențiază o zonă de rezistență negativă (pentru $0,218 < \bar{V} \leq 2$).

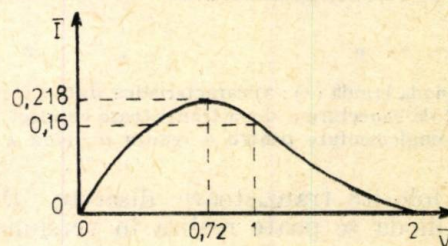


Fig. 4. Caracteristica statică normalizată a diodei λ reprezentată pe baza relației (9). Dioda este realizată cu două tranzistoare neîmperecheate ($I_{DSS2} = 2 I_{DSS1}$, $V_{GS1} = -V_{GS2}$).

Dioda λ se obține prin cuplarea a două tranzistoare cu efect de cîmp complementare (fig 1 b.) Caracteristica statică a dispozitivului, de forma literei λ , are o zonă de rezistență negativă. Expresia analitică a caracteristicii, s-a determinat pe baza unor formule simple ce descriu dependența $I_D = I_D(V_{GS}; V_{DS})$ la tranzistorul cu efect de cîmp. La rîndul ei expresia pentru curba $\bar{I} - \bar{V}$ este foarte simplă (relația 7) dacă tranzistoarele sînt împerecheate. De aceea se recomandă realizarea dio-

dei în variantă integrată unde împerecherea tranzistorilor este ușor de obținut.

Caracteristica $I - V$ teoretică este bine aproximată de curba experimentală măsurată pe diodă realizată cu două tranzistoare discrete.

În lucrare se prezintă rezultatele măsurărilor pe două circuite ce folosesc dioda λ :

oscilator LC cu rezistență negativă și dublorul de frecvență.

Bibliografie

- [1] Hodowanec, G. „Complementary JFETS form bi mode oscillator”, Electronics, iunie 1980, p. 105.
- [2] Evans, A.D. „Designing with field-effect transistors” Mc Graw Hill, New York, 1981.

CZ 621.315.68: 678.074

PASIVARE
JONCTIUNE
ELASTOMER

Procese de defectare ale joncțiunilor mesa pasivate cu elastomer siliconic

MARIAN UDREA SPENEA* — BUCUREȘTI

Introducere

Defectarea joncțiunilor mesa pasivate cu elastomer siliconic se datorează străpungerilor prin bulele de gaz existente în elastomer (silastenă) sau degradării interfeței siliciu-silastenă. Primul mecanism conduce la o cădere bruscă și totală a performanțelor de blocare. Degradarea interfeței siliciu-silastenă este un proces cvasi-continuu, cu manifestare majoră, în valoarea curentului rezidual al joncțiunii. Lucrarea prezintă, pe baza unor încercări de fiabilitate executate pe diode tip D10N — Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare Băneasa, un model cantitativ de defectare a interfeței siliciu-silastenă.

Între caracteristicile importante ale acestui model se relevă:

- proporționalitatea ratei de defectare a interfeței siliciu-silastenă cu aria laterală golită a joncțiunii;
- scăderea vitezei de defectare a interfeței în timp.

1. Observații experimentale

Încercările pentru determinarea intensității de defectare s-au executat în următoarele condiții:

- temperatura: 150°C;
- tensiune de blocare aplicată: 300 V sau fără tensiune;
- durata încercărilor: 5000 ore, cu măsurarea parametrilor la 168 ore, 1000 ore, 2000 ore... 5000 ore.

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

Materialul de pasivare la care se referă prezenta lucrare este silastena 30093 — Rhone Poulenc — Franța. Dispozitivele încercate au provenit din Atelierul Medie Putere — S.2300 în I.P.R.S. Băneasa. Analiza rezultatelor încercărilor permite să se afirme că:

— fiabilitatea diodelor stabilizatoare este mai bună decât a diodelor redresoare;

— diodele pasivate cu silastenă se defectează practic în aceleași proporții în încercări de blocare la cald și respectiv stocare la cald;

— fiabilitatea diodelor redresoare scade cu V_{RRM} ;

— pentru diode redresoare realizate în aceeași tehnologie fiabilitatea scade cu creșterea lui I_0 ;

— rata de defectare (degradare) scade ușor în timp, având tendința de stabilizare în intervalul 1000 — 5000 ore.

În tabelul 1 sînt date ratele de defectare ale diodelor D10N, în valori relative [1].

Se face ipoteza că *rata defectării este proporțională cu aria laterală golită a joncțiunilor și că mecanismul de defectare este degradarea chimică a interfeței siliciu-silastenă*. Diferența de arie laterală golită între diodele de tensiune V_{RRM} diferită este dată pentru joncțiuni liniar gradate de relația:

$$S_1 = S_2 \sqrt[3]{\frac{V_{RRM1}}{V_{RRM2}}} \quad S - \text{aria golită.} \quad (1)$$

În figura 1 datele din tabelul 1 sînt reprezentate pentru a verifica această corelație

Tabelul 1

Rezultatele încercărilor de fiabilitate pentru diode D10N,
în perioada 1982+1984.

Nr. crt	Clasa V_{RRM} (V)	Volum încercări 1982,1983, 1984 ($\times 10^5$ h.c)	λ (Unități arbitrare)			
			crit. defec-tării NTR	defec-tare catas-trofică	defec-tare totală	defec-te $\bar{m}$
1.	400	9,42	74	40	26	46
2.	600	19,3	94	48	28	56
3.	800	4,2	85	52	26	54
4.	1000	6,0	131	46	21	66
5.	1200	12,2	110	59	40	69

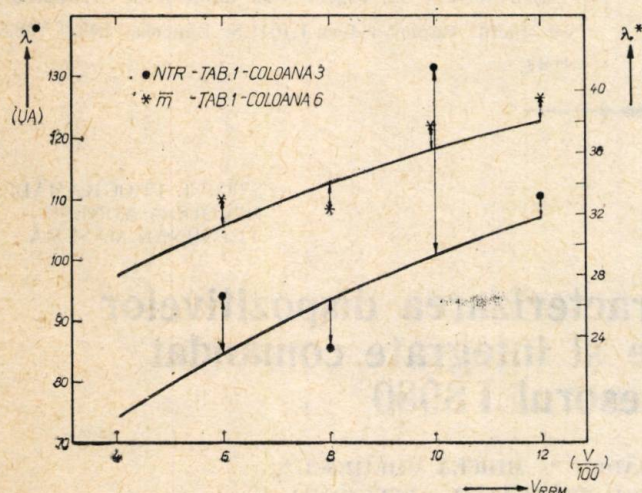


Fig. 1. Corelarea modelului defectării zonale cu datele experimentale.

2. Modelul procesului de defectare al interfeței siliciu-elastomer siliconic

Așa cum rezultă din observațiile de la punctul 1 și din figura 1, procesul defectării interfeței siliciu-elastomer siliconic are următoarele caracteristici:

— este de natură chimică, degradarea interfeței conducând la creșterea curentului invers și joncțiuni (se modifică viteza de generare de purtători de suprafață).

Factorul motor al degradării este temperatura.

— cîmpul electric aplicat în timpul încercării nu influențează sensibil rata de defectare.

— defectarea interfeței se produce pe arii cu dimensiune variabilă, oriunde pe interfață, figura 2.

— poziția zonei degradate, precum și amplitudinea degradării conduc la forme diferite de caracteristici de blocare defecte (fig. 2).

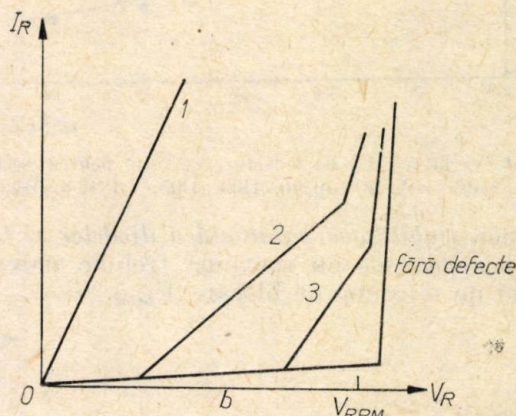
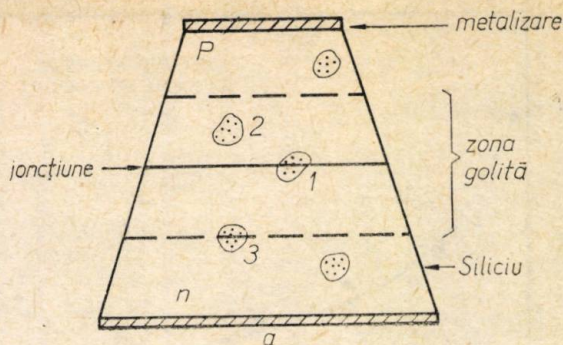


Fig. 2. Modelul defectării zonale;

- a) — schița repartizării pe interfața siliciu-silastenă a zonelor defectate;
b) — caracteristici $I_R - V_R$ corespunzătoare modelului descris în fig. 2a.

— viteza de degradare a interfeței scade în timp și manifestă o tendință de stabilizare în domeniul 1000—5000 h (fig. 5).

3. Concluzii

Observațiile studiului prezentat pot fi convertite în câteva concluzii importante:

a) șansa de apariție a unui defect pe aria golită a interfeței este proporțională cu această arie; rezultă de aici, pentru o tehnologie dată o variație pentru λ , de tipul celei din fig. 3.

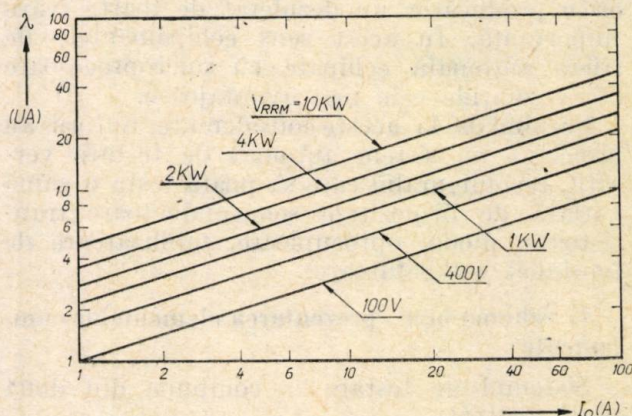


Fig. 3. Exprimarea grafică a modelului de defectare zonale — rata de defectare a interfeței siliciu-silastenă funcție de V_R și I_0

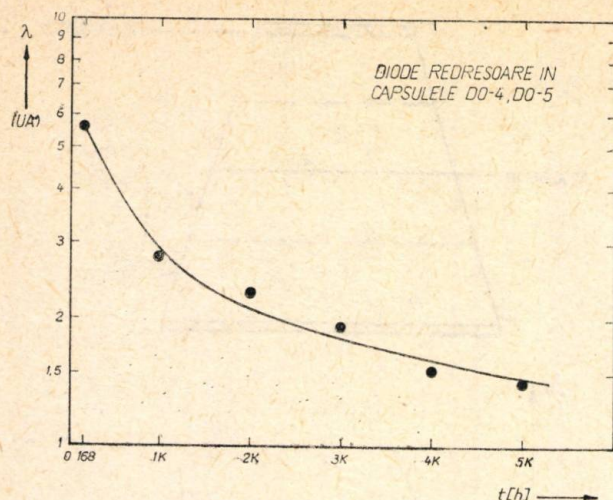


Fig. 4. Variația ratei de defectare în timp pentru seria de diode redresoare în capsule D04, D05, I.P.R.S. Băneasa.

Deci, *fiabilitatea garantată a diodelor și tiristoarelor pasivate cu silaștenă trebuie indexată clasei de tensiune de blocare V_{RRM} .*

b) Utilizarea diodelor și tiristoarelor pasivate cu silaștenă, la tensiuni mai mici decât V_{RRM} conferă acestor dispozitive o siguranță mai mare în funcționare

$$\lambda_v = \lambda_{RRM} \sqrt[3]{\frac{V}{V_{RRM}}}, \quad V < V_{RRM}. \quad (2)$$

c) Stocarea la cald (150°C) a dispozitivelor pasivate cu silaștenă, pe timp de cca 100–200 ore elimină cca 50% din piesele potențial defectabile la 1000 ore (fig. 4).

Bibliografie

- [1] Udrea-Spenea, M. Fiabilitatea diodelor și tiristoarelor cu siliciu. Raport intern I.P.R.S. Băneasa, 1982, 1983, 1984.

CZ 537.311.3

STIMUL PROGRAMABIL
DECODOR ADRESE
TERMINAL MĂSURĂ

Sistem automat pentru caracterizarea dispozitivelor semiconductoare discrete și integrate comandat de microprocesorul I 8080

VIOREL POPESCU *, OCTAVIAN BĂDOIU *, MIRCEA MIHĂIESCU *,
VIOERICA POPESCU *, HONORIU BRĂDEANU * — BUCUREȘTI

Introducere

Este cunoscut faptul că în condițiile unui nivel ridicat de producție caracterizarea automată a dispozitivelor semiconductoare atât în faza de plachetă cit și finală reprezintă pentru orice producător un deziderat de foarte mare importanță. În acest sens echipamentele de triere automată echipate cu microprocesoare oferă soluțiile cele mai avantajoase.

Pornind de la aceste considerente autorii au proiectat un sistem automat de testare versatil, reconfigurabil care să poată testa o gamă variată de dispozitive semiconductoare (tranzistoare, diode, optocuploare, stabilizatoare de tensiune, comparatoare).

1. Schema bloc; prezentarea elementelor componente

Sistemul de testare se compune din două părți distincte:

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare — București.

a) *unitatea de comandă* (fig. 1). Este realizată cu un microcalculator cu microprocesorul 8080. Capacitatea memoriei (2 kocteți de ROM și 9 kocteți de RAM) este suficientă pentru a stoca programele ce monitorizează funcționarea și dialogul microprocecorului, cu perifericele de acces, precum și programele de testare (până la 100 de teste).

Punerea la punct a programelor de testare precum și depănarea lor se face prin intermediul unor periferice de tipul display alfanumeric sau consolă imprimantă, introducerea programelor de testare în memoria microcalculatorului se face prin intermediul unui periferic de tip bandă magnetică iar modificarea de către operator a condițiilor de testare precum și scoaterea din memoria unității de comandă a rezultatelor testării prin intermediul unui periferic de tip keyboard.

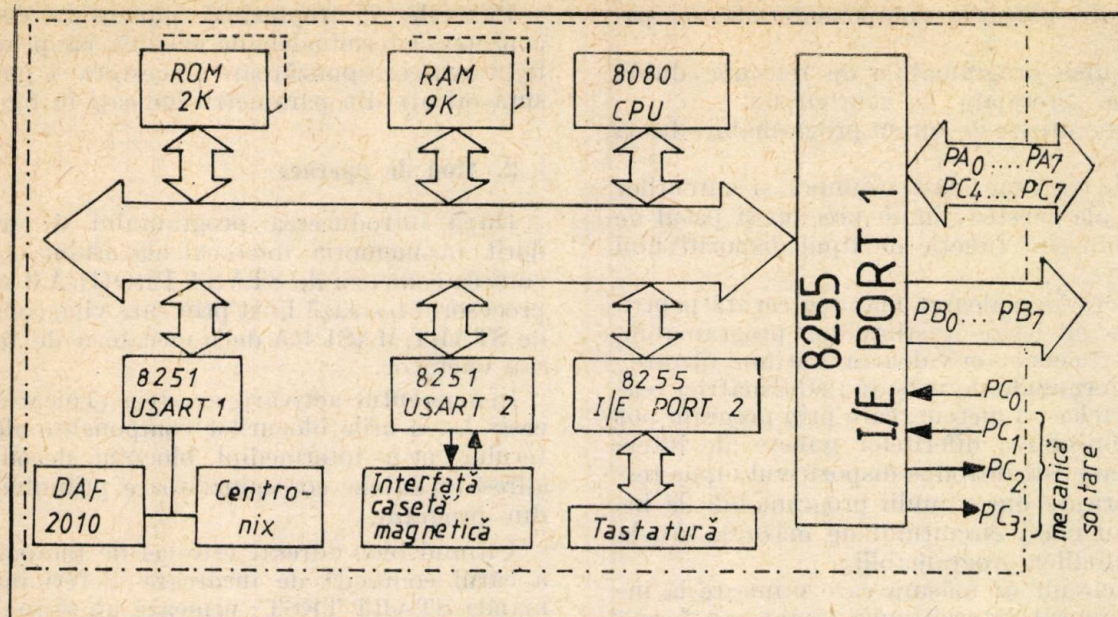


Fig. 1. Unitatea de comandă.

Comunicarea unității de comandă cu echipamentul de testare se face printr-o poartă I/E 8255 ale cărei 24 de linii sunt împărțite astfel :

- un bus bidirecțional de programare și citire — 12 linii ($PA_0, \dots, PA_7, PC_4, \dots, PC_7$)
- un bus unidirecțional de clasare — 3 linii ($PB_5, \dots, PB_7$)
- un bus unidirecțional de adresare a elementelor echipamentului — 5 linii ($PB_0, \dots, PB_4$)
- un bus de comunicare cu mecanica de testare — 3 linii.

Ultima linie, PC_0 folosită ca intrare, semnalează microprocesorului că data care reprezintă răspunsul dispozitivului testat, este disponibilă în latch-urile convertorului analog digital spre a fi citită și interpretată.

b) Echipamentul de testare

Echipamentul de testare, (fig. 2), realizat pe principiul „frame” are în componența sa :

- un decodor de adrese care adresează succesiv în funcție de informația primită pe busu

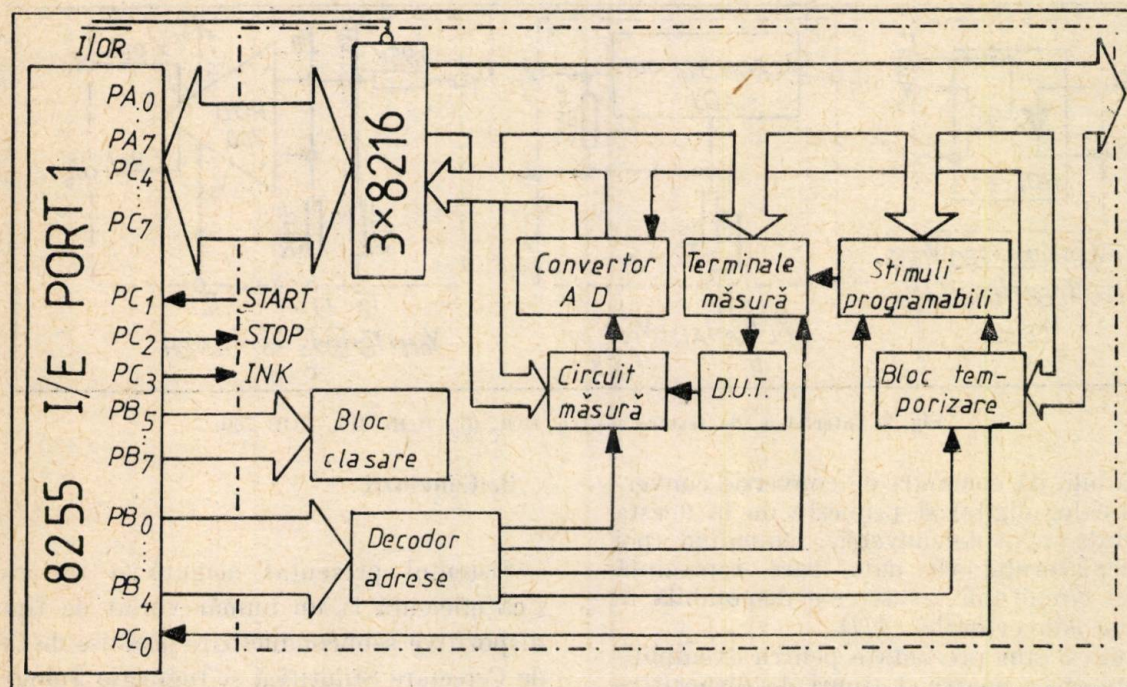


Fig. 2. Echipamentul de testare.

de adresare blocurile componente ale echipamentului

- 4 surse programabile de tensiune dublă polaritate, protejate la scurtcircuit
- 2 generatoare de curent programabile dublă polaritate.

Valorile maxime ale tensiunilor și curenților de ieșire ale acestor stimuli precum și pasul de programare sint funcție de tipul dispozitivului testat.

În funcție de valoarea maximă cerută pentru tensiunea de ieșire a stimulilor programabili, se alege prin conector valoarea tensiunii filtrate.

- 10 terminale de măsură; sint matrici realizate cu relee cu mercur, care prin program pot realiza conectarea diferitelor puncte ale interfeței în care este introdus dispozitivul supus testării la oricare din stimulii programabili, la intrarea sau masa circuitului de măsură, sau la masa stimulilor programabili;

- un circuit de măsură care primește la intrare răspunsul dispozitivului testat sub forma unui curent sau tensiune, pe care îl convertește într-o tensiune cuprinsă în gama $0 \div -10V$.

Gamele circuitului de măsură precum și modul de lucru (diferențial sau nediferențial) sint selectabile prin program;

- un convertor analog-digital de 12 biți care convertește semnalul de la ieșirea circuitului de măsură în informație binară pentru microcalculator;

- un circuit de temporizare care stabilește timingul pentru întregul sistem. El fixează în funcție de programare, durata fiecărui test (selectabilă în gama 1 ms — 1 s), blochează pe perioada comutării releelor cu mercur stimulii

Punctele T_i reprezintă puncte în care se conectează terminalele de măsură, iar prin configurarea corespunzătoare a acestora se pot măsura oricare din parametrii indicați în figură.

2. Mod de operare

După introducerea programului de testare dorit în memoria microcalculatorului și executarea comenzii de START PROGRAM microprocesorul testează linia prin care vine comanda de START MASURA de la mecanica de testare sau operator.

În momentul activării acesteia el încarcă succesiv latch-urile blocurilor componente ale testerului prin intermediul blocului decodor de adrese cu datele corespunzătoare primului test din program.

Ultimul bloc adresat este cel de temporizare a cărui comandă de încărcare determină comanda START TEST; urmează un timp dictat de program în care dispozitivul supus testării răspunde excitației aplicate. După scurgerea acestui timp circuitul de temporizare generează semnalul START CONVERSIE pentru convertorul A/D. La primirea semnalului SFÎRȘIT de la convertor, blocul de temporizare indică microprocesorului că data poate fi interpretată.

La primirea acestei comenzi microprocesorul schimbă sensul busului de programare și citire, citește data din latch-urile convertorului A/D, o compară cu limita impusă prin program și în funcție de rezultat se continuă testarea sau se face clasarea, dîndu-se în același timp comenzile de SFÎRȘIT MASURA ȘI INK.

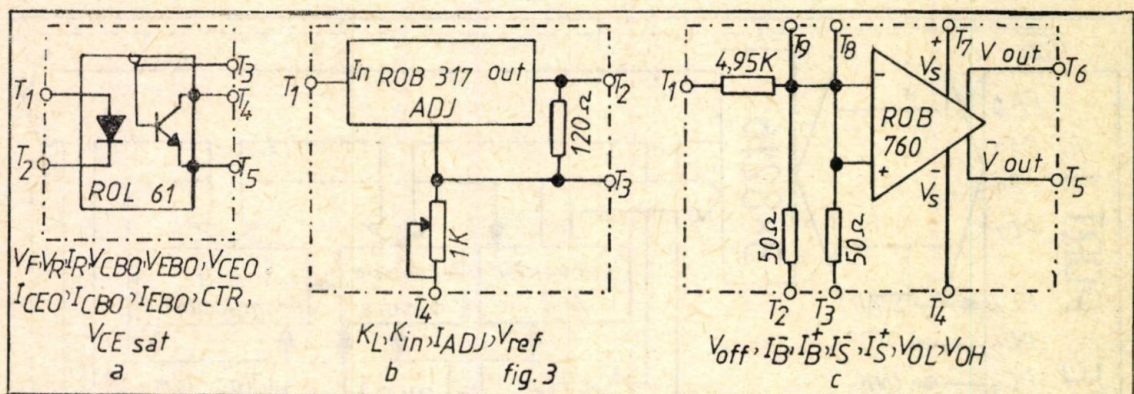


Fig. 3. Interfețele de testare pentru ROL 61, ROB 317, ROB 760.

programabili, dă comanda de conversie convertorului analog-digital și primește de la acesta semnalul de sfîrșit de conversie, semnalînd apoi microcalculatorului că data care reprezintă răspunsul circuitului testat este disponibilă în latch-urile convertorului A/D.

În figura 3 sint prezentate pentru exemplificare 3 interfețe pentru 3 tipuri de dispozitive ROL 61, ROB 317, ROB 760.

3. Concluzii

Sistemul prezentat asigură o testare statică eficientă la un număr variat de tipuri de dispozitive semiconductoare produse de Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare.

În plus, realizarea pe principii „frame” permite înlocuirea unor elemente componente cu altele (generatoare de semnal, detectoare de vîrf, sample and hold) în vederea executării unor măsurători dinamice. Trecerea de la testarea unui tip de dispozitiv la altul se face doar prin înlocuirea interfeței specifice fiecărui tip de dispozitiv și a programului de sortare.

Bibliografie

- [1] * * * — Microprocesor devices SAB 8080 system Siemens 1976/1977.
- [2] * * * — D.C. Power supply handbook Hewlett Packard.
- [3] Phillip Cutler — Linear electronic circuits, Mc Grow-Hill Book Company.
- [4] Gazin, J. F. — Les amplificateurs operationels, Manuel d'applications CIL Thomson-CSE 1974.
- [5] Barna, A. Porat, D.I. — Integrated Circuits in Digital Electronics — John Wiley & Sons New-York.

CZ 621.316.7 : 621.385

REGULATOR ELECTRONIC
CONSOM ENERGIE

Utilizarea reguletoarelor electronice specializate cu comanda pe tiristoare în vederea reducerii consumului de energie

NITU COSTICĂ*, OANCEA DAN* — BUCUREȘTI

În multe ramuri industriale se folosesc cupatoare electrice la care se impune reglarea cu precizie a temperaturii. În prezent pentru reglarea temperaturii în cupatoare electrice se folosesc reguletoare bipoziționale și tripoziționale cu comanda pe relee (X74, X722, ELXI176), care însă nu permit obținerea unor performanțe tranzitorii și staționare stisfăcătoare, ceea ce duce la o risipă de energie electrică, datorită oscilațiilor în regim staționar. Avînd în vedere numărul mare de asemenea sisteme de reglare, precum și faptul că acestea se folosesc în ramuri industriale mari consumatoare de energie, apare necesitatea modernizării acestor sisteme prin utilizarea unor elemente de execuție realizate cu tiristoare și prin înlocuirea reguletoarelor proporționale cu reguletoare cu legi de reglare PI sau PID.

1. Descrierea reguletoarelor electronice specializate cu comanda pe tiristoare

Reguletoarele electronice specializate aflate în producție de serie se disting după tipul traductorului utilizat pentru măsurarea mărimii reglate și după modul de transmitere a comenzii elementului de execuție. Cele mai utilizate reguletoare electronice specializate, (X722), sînt destinate pentru reglarea temperaturii folosind termorezistențe, avînd ca mărime de comandă starea logică a două relee.

În continuare este prezentat un reguletor electronic specializat cu comanda directă a tiristoarelor destinat pentru automatizarea proceselor lente și care este bazat pe un nou principiu de funcționare fiind testat și introdus în

fabricație de serie în secția de microproducție a Laboratorului central de cercetări poligrafice — LOCP București.

Schema-bloc a reguletoarelor electronice specializate cu comanda pe tiristoare, figura 1, cuprinde elementul de comparație *EC* a mărimii reglate, respectiv temperatura din cuptor, cu mărimea de referință, blocul legii de reglare automată *RA*, generatorul pentru impulsuri de tact *G*, convertorul tensiune-durată *C*, elementul de separare galvanică și blocul *BS* pentru comanda tiristoarelor.

Elementul de comparație *EC*, reprezintă o punte de curent continuu care are în trei brațe rezistențe egale *R*, iar în al patrulea braț are trei rezistențe conectate în serie reprezentînd: rezistența de gamă *R_g*, rezistența decadică *R_r*, pentru fixarea referinței și termorezistența *R₀* pentru măsurarea temperaturii. Calculul punții elementului de comparație se face în funcție de domeniul de reglare a temperaturii, definit de o valoare minimă și o valoare maximă a temperaturii, și care este impus prin comanda beneficiarului. Astfel, notînd cu *R_m* și *R_M* valorile termorezistenței corespunzătoare limitelor minime și maxime a domeniului temperaturii reglate atunci rezistența de gamă se definește prin relația [3]:

$$R_g = R - R_M$$

iar rezistența decadică pentru fixarea referinței prin relația:

$$R_d = R_M - R_m$$

* Institutul Politehnic — București.

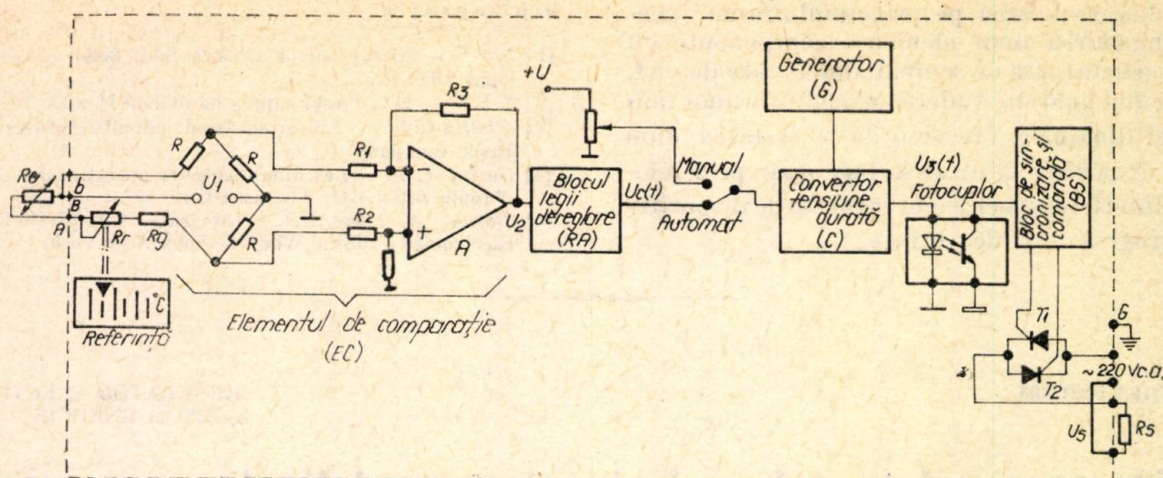


Fig. 1. Schema-bloc a regulatorului electronic specializat cu comanda pe tiristoare.

Pentru fixarea cu precizie de 1% a referinței, rezistența R_r , are două decade, formate din rezistențe bobinate. Pentru funcționarea corectă a elementului de comparație puntea electrică este alimentată cu o tensiune U_1 stabilizată cu mare precizie. Amplificatorul operațional A servește pentru obținerea erorii sub forma unui semnal intermediar U_2 , cu un domeniu de variație cuprins între $-10 \text{ V} \dots 0 \dots 10 \text{ V.c.c.}$

Blocul legii de reglare (RA), este realizat cu amplificatoare operaționale $\beta A 741$, produse în țara noastră. Legea de reglare se obține prin metoda însumării componentelor proporțională și integrală, folosind metoda cu adaptoare de impedanță [3]. Componentele proporțională și integrală se obțin cu amplificatoare operaționale integrate, asigurându-se o variație în limite largi a parametrilor de acordare; banda de proporționalitate $0,5 \dots 2000\%$ și constanta de integrare $0 \dots 10$ minute [4]. În regulatorul realizat, parametrii de acordare se schimbă manual cu ajutorul unor condensatoare și a unor rezistențe bobinate și care sînt amplasate în interiorul aparatului. Astfel constanta de integrare se poate schimba în trepte prin conectarea unuia din patru condensatoare, iar variația fină se realizează cu o rezistență bobinată. Blocul legii de reglare are la ieșire un semnal intern cuprins între zero și $+10 \text{ V c.c.}$ și care reprezintă mărimea de comandă analogică $U_c(t)$.

Convertorul tensiune-durată (C) elaborează impulsuri de durată $t_c(nT)$ în cadrul fiecărei perioade T a ciclului de comandă. Perioada T este obținută cu ajutorul generatorului G . Durata de timp $t_c(nT)$ în care conduc tiristoarele este proporțională cu mărimea analogică de comandă $U_c(t)$, adică:

$$\begin{aligned} t_c(nT) &= K \cdot U_c(nT) & \text{pentru } t_c(nT) < T \\ t_c(nT) &= T & \text{pentru } KU_c(nT) \geq T. \end{aligned}$$

Constanta de proporționalitate K este definită de convertorul tensiune-durată, care funcționează pe principiul comparării unei tensiuni sub forma de dinte de fierăstrău de perioadă T cu tensiunea de comandă $U_c(t)$.

Generatorul de tact (G) este realizat cu un amplificator operațional [1], avînd în circuitul de reacție negativă două rezistențe variabile pentru schimbarea duratei impulsurilor pozitive și negative, care însumate determină perioada T , ceea ce este necesar pentru acordarea regulatorului în conformitate cu modelul matematic al procesului termic.

Prin aceasta, regulatorul electronic specializat cu comanda pe tiristoare, față de regulatoarele clasice analogice, are un parametru de acordare în plus și anume, perioada T . Utilizarea comenzii în durată are avantajul că se pot utiliza elemente de execuție de putere pentru procese tehnologice cu constante mari de timp și cu timp mort.

Blocul de sincronizare BS servește pentru comanda tiristoarelor T_1 , T_2 din circuitul de alimentare a rezistenței de sarcină, R_s , care reprezintă o rezistență de încălzire a cuptorului electric în care se reglează temperatura. Pentru separarea galvanică a regulatorului de circuitul electric al rezistenței R_s se folosesc fotocuploare. Blocul de sincronizare funcționează pe principiul utilizării unui tiristor auxiliar de putere mică, cu ajutorul căruia se comandă tiristoarele de forță T_1 , T_2 [3]. Pentru ilustrarea principiului de funcționare a regulatorului, în figura 2 este prezentată tensiunea U_s pe rezistența de sarcină, pentru două valori ale mărimii analogice de comandă $U_c(t)$. Se observă că la creșterea tensiunii de comandă $U_c(t)$ de la blocul RA de reglare, crește durata în care conduc tiristoarele de forță în cadrul unei perioade T .

Comanda tiristoarelor pe un număr de semiperioade ale rețelei din cadrul unei perioade T , are avantajul că nu produce șocuri de curent la

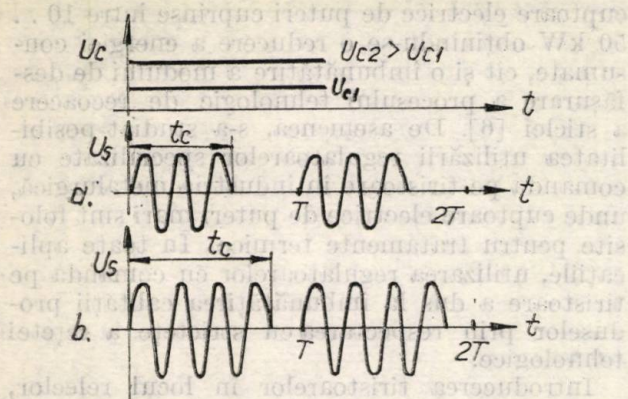


Fig. 2. Principiul de funcționare a regulatorului.

rețea, și nu sînt provocate perturbări electromagnetice, așa cum se întîmplă în cazul comenzi după un unghi în care tiristoarele conduc în cadrul fiecărei semiperioade a tensiunii de la rețea [3,7].

Impulsurile $U_3(t)$ de comandă a tiristoarelor, sînt transmise prin fotocuplor la un tiristor auxiliar care este conectat în serie cu tiristoarele principale de forță. Utilizarea acestei metode de comandă a tiristoarelor principale nu necesită transformatoare de impulsuri pentru sincronizare cu tensiunea rețelei, ceea ce duce la simplificarea construcției regulatorului [3].

Regulatorul electronic specializat cu comandă în impulsuri modulate în durată prezentat în lucrare și care este produs în serie sub denumirea „TERMOTIP” 2, oferă avantaje în comparație cu regloatoarele specializate cu comanda pe relee, cît și față de regloatoarele pentru procese rapide cu comanda după un unghi de conducție a tiristoarelor [3].

Utilizarea tiristoarelor comandate un număr de semiperioade ale tensiunii rețelei, în cadrul unei perioade a ciclului de comandă T , are atît avantaje din punct de vedere a obținerii unui regulator de mare fiabilitate, cît și din punct de vedere a posibilității de extindere a domeniului de utilizare a regloatoarelor electronice specializate, deoarece aceste elemente de execuție au mari perspective de utilizare atît în automatizarea proceselor rapide, cît și a proceselor lente.

2. Automatizarea unui utilaj din industria poligrafică folosind regloatoare electronice specializate cu comandă pe elemente de execuție realizate cu tiristoare

Regulatorul electronic specializat cu comandă pe tiristoare, descris mai sus, este utilizat în exploatare curentă la automatizarea unor cupatoare electrice din industria poligrafică. Astfel, o aplicație specifică domeniului poligrafic este aceea de a asigura menținerea la valoare constantă a temperaturii aliajului tipografic, ceea ce este necesar desfășurării în condiții optime a procesului de culegere mecanică a literelor la mașinile Linotip. Acest proces necesită reglarea temperaturii în două puncte: în baia de aliaj topit (cazan) și în incinta de formare a literelor (gură). Din acest motiv, din punct de vedere constructiv regulatorul electronic specializat „TERMOTIP 2” cu comandă pe tiristoare cuprinde două secțiuni distincte, fiind un aparat pentru reglarea temperaturii în două puncte, adică multicanal. Parametrii de acordare, respectiv banda de proporționalitate, constanta de timp de integrare și perioada ciclului de comandă sînt pentru fiecare secțiune ajustabili în mod separat. Pe panoul frontal sînt dispuse cele două rezistențe de referință, con-

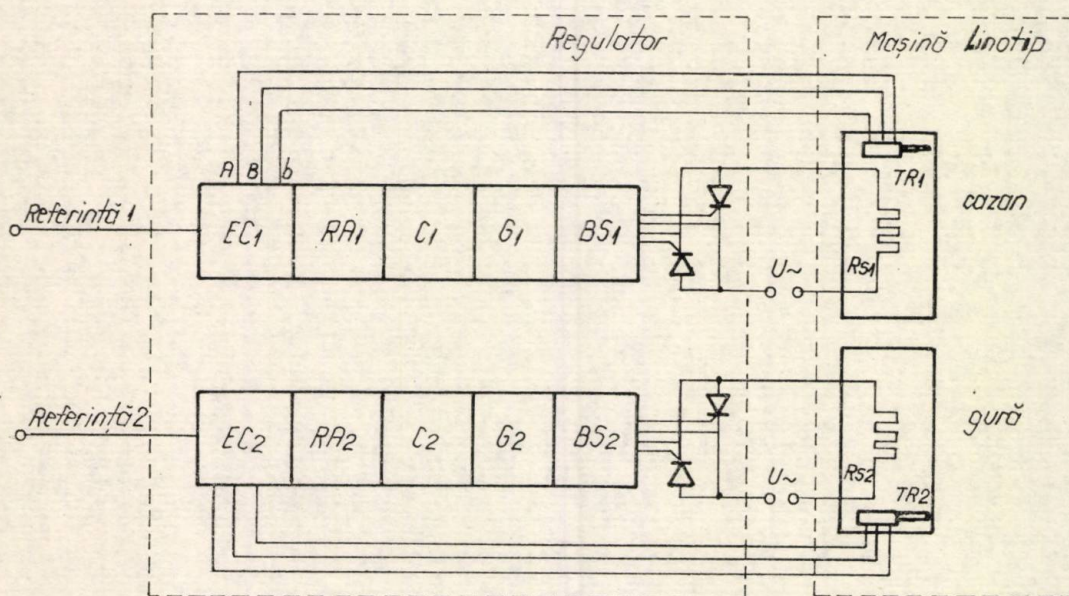


Fig. 3. Schema de utilizare a regulatorului.

fecționate din sîrmă de manganină, bobinată pe un suport izolator. Regulatorul este prevăzut cu două becuri de control care se aprind în intervalele de timp în care prin rezistențele de încălzire circulă curent electric. Comun pentru cele două module funcționale sînt sursele de alimentare cu tensiuni stabilizate, inclusiv transformatorul de rețea, ceea ce asigură o bună compactizare a aparatului, acesta fiind montat într-o carcasă de dimensiuni reduse, similare cu cele ale regulatorului specializat cu comanda pe relee X72. Prin proiectarea carcasei aparatului s-a avut în vedere satisfacerea dezideratelor de funcționalitate, ergonomie și estetică, proprii funcțiunilor și domeniului de utilizare al regulatorului.

În figura 3 este prezentată schema de utilizare a regulatorului specializat cu comandă pe tiristoare pentru reglarea temperaturii în cazanul de aliaj topit și în gura de trecere a aliajului la o mașină Linotip. Pentru măsurarea temperaturii se folosesc termorezistențele TR_1 și TR_2 , iar pentru variația temperaturii rezistențele de încălzire R_{s1} și R_{s2} .

Utilizarea reguletoarelor specializate cu comandă pe tiristoare pentru automatizarea proceselor termice cu încălzire electrică a permis reducerea cu cca 5 % a consumului de energie electrică, determinate de reducerea amplitudinii oscilațiilor temperaturii reglate inerente în cazul utilizării regulatorului cu comanda pe relee. De asemenea, se obține o scădere a consumului de energie a regulatorului prin folosirea de circuite integrate.

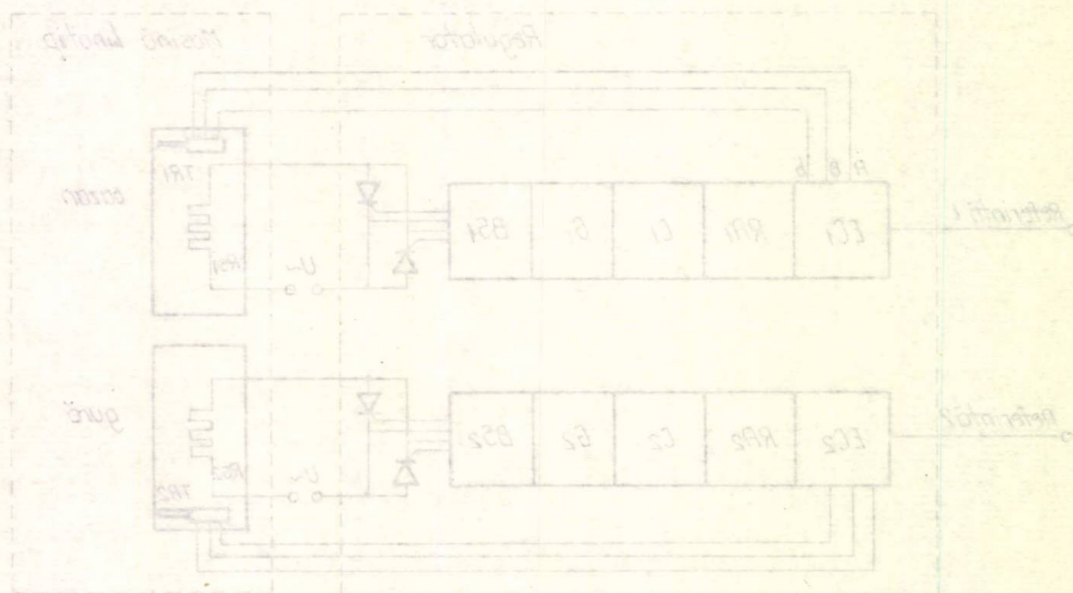
Unele modele ale regulatorului specializat cu comandă pe tiristoare au fost experimentate în industria sticlei la reglarea temperaturii în

cuptoare electrice de puteri cuprinse între 10 . . 50 kW obținându-se o reducere a energiei consumate, cit și o îmbunătățire a modului de desfășurare a procesului tehnologic de recoacere a sticlei [6]. De asemenea, s-a studiat posibilitatea utilizării reguletoarelor specializate cu comanda pe tiristoare în industria metalurgică, unde cuptoare electrice de puteri mari sînt folosite pentru tratamente termice. În toate aplicațiile, utilizarea reguletoarelor cu comanda pe tiristoare a dus la îmbunătățirea calității produselor prin respectarea cu strictețe a rețetei tehnologice.

Introducerea tiristoarelor în locul releelor, ca elemente de execuție în sistemele automate de reglare a temperaturii în cuptoare electrice, duce la creșterea fiabilității echipamentelor de automatizare, ceea ce constituie de asemenea un factor puternic în reducerea consumului de energie, prin funcționarea continuă în regim automat a echipamentelor de automatizare.

Bibliografie

- [1] Bulucea, C. ș.a. Circuite integrate liniare. Ed. Tehnică, București, 1976.
- [2] Călin, S. Reguletoare automate. Calculul și construcția. EDP — 1976.
- [3] Nitu, C., Mallac, I., Feștilă, C. Echipamente electrice și electronice de automatizare. EDP — 1980.
- [4] Nitu, C. Bloc proporțional-integral pentru reguletoare automate „Automatica și electronica”, nr. 4, 1976.
- [5] Dumitrache, I., Călin, S., Bojan, C., Nitu, C. Automatizări și echipamente electrice. EDP 1982.
- [6] Nitu, C. Proiectarea echipamentelor de automatizare avînd în vedere criteriul economiei de energie. Lucrările Conferinței naționale de Electronică, Telecomunicații, Automatică și Calculatoare, CNETAC — 1982. IPB
- [7] J. Oosterling. Temperature control with thyristor S-MBLE, Application note N. 56, Electronics, Bruxelles.





IIRUC service

**Întreprinderea pentru Întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională**

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:

- comandă numerică pentru mașini-unelte
- sisteme și minisisteme de calcul
- instrumente electronice de analiză și măsură
- automate de dirijarea circulației
- televiziune în circuit închis
- radiotelefoane
- aparatură medicală
- diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

- întreținerea preventivă periodică
- intervenții la cerere la sediul beneficiarului
- reparații și recondiționări în laboratoare proprii
- instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sînt oferite atât utilizatorilor, cît și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

11 SECȚII DE PRODUCȚIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unități fizice.

Mai mult decît atît, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București,

Secții naționale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20

- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

- S 03 — BUCUREȘTI

- Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65

- S 07 — OLTEȚIA

- Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61

- S 08 — BANAT

- Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26

- S 09 — TRANSILVANIA-NORD

- Str. Cîmpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14

- S 10 — TRANSILVANIA-SUD

- Str. Traian nr. 34, Brașov/România, tel. : 921/3.09.37

- S 11 — MOLDOVA

- Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02

- S 12 — MUNTENIA

- Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80

- S 13 — DOBROGEA

- Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

CENTRUL DE CERCETARE STIINTIFICA SI INGINERIE
TEHNOLOGICA PENTRU COMPONENTE ELECTRONICE

CCSIT-CE

BUCURESTI ROMANIA Str. Eroii Iancu Nicolae Nr. 32 B Sector 2
Cod 72996 Tel. 3330 40 Telex. 11 203 iprs r



oferă :

● COMPONENTE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE DE INALTA PERFORMANTA

- .. diode.. tranzistoare.. circuite integrate..
- .. circuite integrate hibride.. dispozitive optoelectronice..
- .. dispozitive de microunde .. circuite la comandă..

● TEHNOLOGII SI PROCESE DE REALIZARE A COMPONENTELOR ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE

- .. tehnologia MONOCIP de integrare tipizată a schemelor propuse de beneficiar .. tehnologia de fabricație pentru diode electroluminiscente .. tehnologia VMOS pentru tranzistoare de putere ..

● APARATURA DE TESTARE SI CONTROL

asigură :

● ATESTAREA CALITATII SI FIABILITATII COMPONENTELOR ELECTRONICE

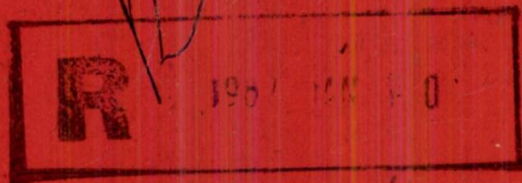
● ATESTAREA CALITATII MATERIALELOR ULTRAPURE PENTRU MICRO-ELECTRONICA

● ASISTENTA TEHNICA IN CERCETARE , OMOLOGARE COMPONENTE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE

● SERVICII ELECTRONICE

E 2040

Elektronika



REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 30 • NR. 3 • SEPTEMBIE 1986

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ANUL 30

Nr. 3

Septembrie 1986

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CZ 621.385 :538.551.2.

TRANZISTOR BIPOLAR
TRANZISTOR MOS
CIRCUIT INTEGRAT

Ristea, A. ș.a.: Structuri semiconductoare în tehnologia BiMOS cu poartă de aluminiu.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 3, sept 1986, p. 69

Se prezintă principalele etape tehnologice și caracteristicile electrice ale circuitului integrat — matrice de componente realizate în tehnologia bipolar, MOS canal nE/D — ROMB 01, omologat la CCSIT-CE. Datorită faptului că sînt realizate monolitice dispozitive MOS și bipolare, circuitul se recomandă pentru aplicații analog-digitale.

CZ 621.385.2

DIODĂ BARITT
BANDĂ X

Marin, N. ș.a.: Realizarea diodelor Baritt pentru banda X.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 3, sept 1986, p. 72

Lucrarea prezintă un procedeu original de fabricație a diodelor BARITT, pentru banda de frecvențe 8–12 GHz; se propune un model analitic pentru acest dispozitiv și sînt descrise rezultatele experimentale care validează acest model.

CZ 621.385 :538.5

TIRISTOARE GTO
CIRCUITE DE COMANDĂ

Voiculescu, E. ș.a.: Circuite de comandă pentru tiristoare cu blocare pe poartă.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 3, sept 1986, p. 74

Lucrarea descrie cîteva scheme de actualitate pentru comanda tiristoarelor cu blocare pe poartă (GTO), cu sau fără separare galvanică, testate în variatoare de turație pentru motoare asincrone. În fiecare variantă sînt date schemele electrice folosite și rezultatele practice obținute la comanda unor GTO pînă la 50 A/1 kV. Diversitatea soluțiilor prezentate permite adaptarea circuitului de comandă la cerințele specifice în multe aplicații practice.

CZ 535.33 :538.338.3

SPECTRU
DENSITATE SPECTRALĂ
BANDĂ DE FRECVENȚĂ

Constantin, I.: Caracterizarea spectrală a semnalului modulat FSK cu discontinuitate de fază controlată, utilizat în transmiterea de date prin sisteme de radiocomunicații mobile MF.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 3, sept 1986, p. 81

În articol este determinat spectrul semnalului modulat F.S.K. cu discontinuitate de fază. Concluzia ce se trage este că discontinuitatea de fază controlată poate fi folosită în transmiterea de date fără nici o restricție, deoarece modificarea spectrului de putere este practic neglijabilă.

CZ 517.43 :621.367

PRELUCRĂRI DE IMAGINI
OPERATORI PUNCTUALI
MEMORIE DE TABELARE

Dălcu, M. ș.a.: Transformări punctuale în prelucrările de imagini. Implementări, aplicații.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 3, sept 1986, p. 83

Prelucrările punctuale ale semnalelor digitale pot fi efectuate în timp real utilizînd memorii de tabelare (look-up-table memories — LUT). În acest articol se descriu algoritmi pentru completarea tabelelor LUT în aplicații din domeniul prelucrărilor de imagini. Dintre algoritmi prezentăm, unii (modificări de histogramă a nivelelor de gri, afișare cu pseudoculori) se referă exclusiv la operații de imagine, în vreme ce alții (selecție de biți, gestiune de memorie) sînt de interes general în proiectarea sistemelor digitale.

CZ 621.316.7 :512.831

REGULATOR NUMERIC
CALCULATOR DE PROCES
CONDUCEREA PROCESELOR

Nitu, C. ș.a.: Echipament cu microprocesor pentru sisteme distribuite de conducere.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 3, sept 1986, p. 87

În lucrare este descris un echipament cu microprocesor care realizează comunicația între operatorul uman și regulatoarele numerice multicanal, conectate într-o structură pentru automatizarea proceselor, denumită sistem distribuit de conducere. Datorită extinderii echipamentelor de automatizare cu microprocesoare și generalizării sistemelor distribuite de conducere, comunicația dintre operatorul uman și sistem are o mare importanță în creșterea fiabilității echipamentelor de automatizare, deoarece acestea sînt prevăzute cu funcții de autodiagnosticare, ceea ce permite operatorului executarea de intervenții în timpul funcționării curente.

CZ 534.837

PROCES SINUSOIDAL
ZGOMOT

Toma, L.: Metoda de eliminare a erorilor la estimarea frecvențelor sinusoidale.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 3, sept 1986, p. 91

Estimarea frecvențelor sinusoidale în zgomot are numeroase aplicații. Articolul vizează elaborarea unor algoritmi în vederea reducerii erorilor de estimare și a volumului de calcul.

CZ 681.62 :512.831

IMPRIMARE MATRICEALĂ CU IMPACT
CAP DE IMPRIMARE
VITEZĂ DE IMPRIMARE
CALITATE DE IMPRIMARE

Gârleșu, D.: Considerații asupra evoluției imprimantelor matriceale cu impact.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 3, sept 1986, p. 93

Este o trecere în revistă a problemelor tehnologice implicate în creșterea performanțelor imprimantelor matriceale cu impact.

CZ 007.52 :651.926.08

ROBOȚI INDUSTRIALI
SISTEME DE COMANDĂ ȘI REGLARE
TRADUCTOARE

Balaur, E.: Un nou traductor tridimensional forță-cuplu și aplicațiile lui.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 3, sept 1986, p. 97

În această lucrare se prezintă o nouă concepție de realizare a traductoarelor tridimensionale forță-cuplu pentru roboți industriali. Totodată este prezentată o nouă soluție de realizare a sistemelor de conducere prin calculator a roboților industriali cu traductoare forță-cuplu tridimensionale. Se arată că prin calitățile tactile ale noului traductor și prin posibilitățile sale de a coopera cu senzorii vizuali se pot îmbunătăți sistemele senzoriale ale roboților industriali.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; dr. ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. V. CATUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. PÔPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor principal: VIORICA ANASTASESCU
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.385:588.551.2

БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР

МОП ТРАНЗИСТОР

ИНТЕГРАЛЬНАЯ МИКРОСХЕМА

Ристей, А. и др.: Полупроводниковые структуры ИМОП биполярной технологии с алюминиевым затвором.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, сентябрь 1986г., стр. 69

Представлены основные технологические этапы электрические характеристики интегральной микросхемы — матрица элементов, изготовленных в биполярной технологии, МОП канал n E/D — ROMB 01, утвержденная в ЧСНТ-ЧЕ. Имея ввиду, что в монолитно МОП и биполярные приборы, мы рекомендуем для аналого-цифровых применений.

УДК 621.385.2

ДИОД

ПОЛОСА X

Марин, Н. и др.: Изготовление диодов типа VARITT для полосы X.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, сентябрь 1986г., стр. 72

Работа представляет оригинальный способ производства диодов типа VARITT, для полосы 8–12 ГГц; предлагается аналитическая модель этого прибора и описываются экспериментальные результаты, которые утверждают эту модель.

УДК 621.385:588.5

ТИРИСТОРЫ СТО

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Войкулеску, Е. и др.: Схемы управления для тиристор с блокировкой затвора.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, сентябрь 1986г., стр. 74

Работа описывает некоторые схемы современности для управления тиристорами с блокировкой затвора /ГТО/ с или без гальванического разделения, которые испытываются в варисторах вращения для асинхронных двигателей. Для каждого варианта приведены использованные электрические схемы и полученные практические результаты при заказе ГТО до 50А/1кВ. Разность представленных решений позволяет приспособление схемы управления к специфическим требованиям во многих практических применениях.

УДК 585.33.588.338.3

СПЕКТР

СПЕКТРАЛЬНАЯ ПЛОТНОСТЬ

ПОЛОСА ЧАСТОТЫ

Константин, И.: Спектральное представление характеристик модульного сигнала FSK с перерывом контролируемой фазы, используемого в передаче данных через МФ подвижные системы радиосвязи.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, сентябрь 1986г., стр. 81

В статье определен спектр модульного сигнала FSK с перерывом фазы. Перерыв контролируемой фазы может быть использован в передаче данных без ни одного ограничения потому, что изменение спектра мощности практически пренебрежимо.

УДК 517.43:621.367

ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

ТОЧНЫЕ ОПЕРАТОРЫ

ПАМЯТЬ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ В ВИДЕ ТАБЛИЦЫ

Датку, М. и др.: Точные преобразования в обработках изображений. Имплементации, применения.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, сентябрь 1986г., стр. 83

Точные обработки цифровых сигналов могут проводиться в реальном времени, применяя памяти представления в виде таблиц/100 к — up-table memories — LUT.

В этой работе описываются алгоритмы для дополнения таблиц LUT в применениях для области обработок изображений. Из представленных алгоритмов, один/изменения гистограммы серых уровней, индикация с псевдоцветами/исключительно относятся к операциям изображений, а другие/селекция битов, управление памятью/общего интереса в проектировании цифровых систем.

УДК 621.316.7:512.831

ЧИСЛЕННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

КАЛЬКУЛЯТОРЫ ПРОЦЕССА

УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ

Ниту, К. и др.: Оборудование с микропроцессором распределенных систем для руководства.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, сентябрь 1986г., стр. 87

В работе описывается оборудование с микропроцессором, которое осуществляет связь между человеческим оператором и численными многоканальными регуляторами, соединенными в одной структуре для автоматизации процессов, наименованная распределенной системой для руководства. Благодаря расширению оборудования автоматизации с микропроцессорами и обобщения распределенных систем для руководства: связь между человеческим оператором и системой имеет большое значение в повышении надежности оборудования автоматизации так, как это предусмотрено с функциями самодиагностика, позволяя оператору исполнять интервенции во время текущей работе.

УДК 534.837

СИНУСОИДАЛЬНЫЙ ПРОЦЕСС

ШУМ

Тома, Л.: Метод устранения ошибок при оценке синусоидальных частот.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, сентябрь 1986г., стр. 91

Оценка синусоидальных частот шума имеет много применений. Статья имеет ввиду разработку некоторых алгоритмов для снижения ошибок оценки и объема расчёта.

УДК 681.62:512.831

МАТРИЧНОЕ ПЕЧАТАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО С СТОЛКНОВЕНИЕМ

ГОЛОВКА ДЛЯ ПЕЧАТАНИЯ

СКОРОСТЬ ПЕЧАТАНИЯ

КАЧЕСТВО ПЕЧАТАНИЯ

Гырлашу, Д.: Соображения о эволюции матричных печатающих устройств с столкновением.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, сентябрь 1986г., стр. 93

Обзор технологических вопросов, связанных с повышением результатов матричных печатающих устройств с столкновением.

УДК 007.52:651.926.03

ПРОМЫШЛЕННЫЕ РОБОТЫ

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОДСТРОЙКИ ДАТЧИКИ

Балауре, Е.: Новый триразмерный датчик сила-пара и его применение.

Е.Е.А. — *Electronica și automatica* 30, nr. 3, сентябрь 1986г., стр. 97

В этой работе представлена новая концепция изготовления триразмерных датчиков сила-пара для промышленных роботов. Одновременно представляется новое решение изготовления систем управления при помощи ЭВМ промышленными триразмерными датчиками сила-пара. Показывается, что через осознание качества нового датчика и через его возможности кооперирования с визуальными сенсорами могут улучшаться сенсорные системы промышленных роботов.

I N H A L T

DK 621.385 :538.551.2

BIPOLARER TRANSISTOR

MOS — TRANSISTOR

INTEGRIERTER SCHALTSTRECKE

Ristea, A. u.a. : Halbleiterstrukturen in der BINMOS — Technologie mit Aluminiumtor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 3, Sept 1986, S.69

Es werden die wichtigsten technologischen Etappen und elektrischen Charakteristiken des integrierten Schaltkreises-Bauelementmatrize, die in der Technologie bipolar, MOS Kanal nE/D — ROMB, 01, verwirklicht wurden, der bei CCSIT-CE homologiert wurde, dargestellt. Da die MOS — und bipolaren Vorrichtungen monolithisch realisiert sind, wird der Schaltkreis für analog-digitale Anwendungen empfohlen.

DK 621.385.2

BARITT-DIODE

X-BAND

Marin, N. u.a. : Die Verwirklichung der Baritt-Dioden für das X-Band.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 3, Sept 1987, S. 72

Die Arbeit beschreibt ein originelles Herstellungsverfahren der BARITT-Dioden für das Frequenzband 8 ÷ 12 GHz ; es wird ein analytisches Modell für diese Vorrichtung vorgeschlagen und es werden die experimentellen Ergebnisse beschrieben, die dieses Modell gültig machen.

DK 621.385 :538.5

CTO-THYRISTOREN

STEUERKREISE

Voiculescu, E. u.a. : Steuerkreise für Thyristoren mit Blockierung auf dem Tor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 3, Sept. 1986, S. 74

Die Arbeit beschreibt einige aktuelle Schaltungen für die Steuerung der Thyristoren mit Blockierung auf dem Tor (GTO), mit oder ohne galvanische Trennung, die in Drehzahlvarioren für asynchrone Motoren getestet wurden. In jeder Variante sind die angewandten Leitungsschichten und die bei der Steuerung einiger GTO bis zu 50 A/1 kV erhaltenen praktischen Ergebnisse gegeben. Die Verschiedenartigkeit der vorgestellten Lösungen erlaubt die Anpassung des Steuerkreises zu den spezifischen Forderungen in vielen praktischen Anwendungen.

DK 535.33 :538.338.3

SPEKTRUM

SPEKTRALE DICHTEN

FREQUENZBAND

Constantin, I. : Die spektrale Charakterisierung des modulierten Signals FSK mit kontrolliertem Phasensprung, der in der Datenübertragung durch ortsveränderliche MF-Rundfunkverkehrssysteme eingesetzt wird.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 3, Sept 1986, S. 81

Im Artikel wird das Spektrum des modulierten Signals F.S.K. mit Phasensprung bestimmt. Die Schlussfolgerung die gezogen wird ist, dass der kontrollierte Phasensprung ohne jede Einschränkung in der Datenübertragung angewendet werden kann, da die Änderung des Leistungsspektrums praktisch überschaubar ist.

DK 517.43 :621.367

BILDVERARBEITUNGEN

OPERATOREN IN PUNKTEN

TABELLARISIERUNGSSPEICHER

Datu, M. u.a. : Veränderungen in Punkten in der Bildverarbeitungen. Durchführungen, Anwendungen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 3, Sept 1986 S. 83

Die Verarbeitungen in Punkten der digitalen Signale können in realer Zeit durchgeführt werden, indem Tabellarisierungsspeicher (look-up-table memories-LUT) eingesetzt werden. In diesem Artikel werden Algorithmen für die Ergänzung der LUT-Tabellen in Anwendungen aus dem Bereich der

Bildverarbeitungen beschrieben. Von den vorgestellten Algorithmen beziehen sich einige (Änderungen des Histogramms der Grauegel, Anzeige mit Pseudofarben) ausschliesslich zu Bildoperationen, während andere (Bitauswahl, Speicherverwaltung) von allgemeinem Interesse beim Entwurf der digitalen Systeme sind.

DK 621.316.7 :512.831

NUMERISCHE REGLER

PROZESSRECHNER

STEUERUNG DER PROZESSE

Nita, C. u.a. : Ausrüstung mit Mikroprozessor für von der Steuerung verteilte Systeme.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 3, Sept 1986, S. 87

In der Arbeit wird eine Ausrüstung mit Mikroprozessor beschrieben, die die Kommunikation zwischen der Bedienungsperson und den numerischen Rechnern mit mehreren Kanälen herstellt, die in einer Struktur für die Automatisierung der Prozesse verbunden sind, die verteiltes Steuerungssystem benannt ist. Dank der Erweiterung der Automatisierungsausrüstungen mit Mikroprozessoren und der Verallgemeinerung der verteilten Steuerungssysteme, hat die Kommunikation zwischen der Bedienungsperson und dem System eine grosse Bedeutung für das Wachsen der Zuverlässigkeit der Automatisierungsausrüstungen, da diese mit Selbstdiagnose — Funktionen vorgesehen sind, was der Bedienungsperson die Ausführung von Eingriffen während der laufenden Funktionen gestattet.

DK. 534.837

SINUSFÖRMIGER PROZESS

RAUSCHEN

Toma, L. : Die Methode der Fehlerbeseitigung bei der Auswertung der Frequenzen der Sinusoiden.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 3, Sept 1986, S. 91

Die Auswertung der Frequenzen der Sinusoiden im Rauschen hat zahlreiche Anwendungen. Der Artikel zielt auf die Ausarbeitung einiger Algorithmen angesichts der Verminderung der Auswertungsfehler und des Berechnungsumfangs.

DK 681.62 :512.831

MATRIZENDRUCK MIT ZUSAMMENSTOSS

DRUCKKOPF

DRUCKGESCHWINDIGKEIT

DRUCKQUALITÄT

Garlașu, D. : Betrachtungen über die Evolution der Matrizen-Druckvorrichtungen mit Zusammenstoss.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 3, Sept 1986, S. 93

Es ist ein kurzer Überblick über die im Wachsen der Grenzwerte der Matrizen — Druckvorrichtungen mit Zusammenstoss implizierten technologischen Probleme.

DK 007.52 :651.926.08

INDUSTRIEROBOTER

STEUERUNGS — UND REGELSYSTEME

GEBER

Belaure, E. : Ein neuer dreidimensionaler Kraft — Drehmoment — Geber und seine Anwendungen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 3, Sept 1986, S. 97

In dieser Arbeit wird eine neue Realisierungsauffassung betreffend die dreidimensionalen Kraft-Drehmoment-Geber für Industrieroboter dargestellt. Gleichzeitig wird eine neue Realisierungslösung der Steuerungssysteme durch Rechner der Industrieroboter mit dreidimensionalen Kraft-Drehmoment — Geber vorgestellt. Es wird gezeigt, dass durch die Tastqualitäten des neuen Gebers und durch seine Möglichkeiten, mit den visuellen Detektoren zu kooperieren, die sensorischen Systeme der Industrieroboter verbessert werden können.

C O N T E N T S

DC 621.385 :538.551.2

BIPOLAR TRANSISTOR MOS TRANSISTOR INTEGRATED CIRCUIT

Ristea, A. a.o.: Semiconductor structures in the BINMOS technology with aluminum gate.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 69

The paper presents the main technological stops and the electric characteristics of the integrated circuit-matrix of components made in the bipolar technology, MOS channel n E/D — ROMB 01, ratified by CCSIT-CE. Because of the fact that the MOS and bipolar devices are monolithically achieved, the circuit is recommended for analogous — digital applications.

DC 621.385.2

BARRIT DIODE X BAND

Marin, N. a.o.: The achievement of the barrit diodes for the X band.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 72

The paper presents an original way of producing Barrit diodes, for the frequencies from 8 to 12 GHz; an analytical model is proposed for this device and the experimental results which validate this pattern are described.

DC 621.385 :538.5

CTO TRANSISTORS COMMAND CIRCUITS

Voiculescu, E. a.o.: Command circuits for gate off thiristors. E.E.A. — *Automatica și Electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 74

The paper describes some modern schemes for the commanding of the gate off thiristors (GTO), with or without galvanic separation, checked in turation variators for nonsynchronous engines. Each variant gives the electric patterns used and the practical results obtained at the command of the GTO-s up to 50 A/1 KV. The variety of the solutions given permits the adjustment of the command circuit to the specific purpose in many practical applications.

DC 535.33 :538.338.3

SPECTRUM SPECTRAL DENSITY FREQUENCY RANGE

Constantin, I.: The spectral characterisations of the FSK modulated signal with discontinuity of the checked stage, used in data sending through MF mobile radio systems.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 81

The paper determines the spectrum of the F.S.K. modulated signal with stage discontinuity. The conclusion is that the discontinuity of the checked stage may be used in sending data without any restriction because the changing of the power spectrum is practically negligible.

DC 517.43 :621.367

IMAGE PROCESSING POINT OPERATIONS LOOK-UP-TABLE MEMORY

Dalca, M. a.o.: Point changings in the image processings. Implementations, applications.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 83

The point processing of the digital signals may be achieved in real time by using look-up-table memories (L.U.T.). This article describes the algorithms for filling the LUT tables in applications connected with the field of image processing. Some of the algorithms presented in the paper (histogram

modification of the grey levels, false colours display) refer strictly to the image operations, while others (bits selection memory management) are of a general interest in digital system design.

DC 621.316.7 :512.831

NUMERICAL REGULATORS PROCESSUS COMPUTERS

THE (COMMAND) OF THE PROCESSES

Nitu, C. a.o.: Microprocessor equipment for distributed command systems.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 87

The paper describes a microprocessor equipment which performs the communication between the human operator and the multi-channel numerical regulators connected to a structure for automation of the processes called command distributed system. Because of the spreading of the microprocessors automation equipments and the generalization of the command distributed systems, the communication between the human operator and the system has a great importance in the growth of the reliability of the automation equipments, because they are equipped with selfdiagnosis functions allowing the operator to intervene in the course of normal acting.

DC 634.837

SINUSOIDAL PROCESSUS NOISE

Toma, L.: A method to eliminate errors in estimating the sinusoidal frequencies.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 91

The valuation of the sinusoid frequencies in noise have a lot of applications. The paper deals with the elaboration of, algorithms in order to reduce the estimation errors and the calculus volume.

DC 631.62 :512.831

MATRIX IMPACT PRINTING PRINTING HEAD PRINTING SPEED PRINTING QUALITY

Garlașu, D.: Considerations on the evolution of the matrix impact printings.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 93

It is a survey of the technological problems connected with the growth of the performances of the matrix impact printings.

DC 607.52 :651.926.08

INDUSTRIAL ROBOTS COMMAND AND ADJUSTMENT SYSTEMS SENSORS

Balaure, E.: A new three — dimensional force — torque sensor and its applications.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 97

The three — dimensional force — torque — sensor as developed by author's contributions has proved its usefulness in automation processes and has confirmed that in the range of fine, precise motions tactile sensors may be superior to visual sensors. A cooperation of tactile and visual sensing more represents an optimum solution.

Experience with a three — dimensional — dimensional force — torque sensor developed by contributions of author is discussed with reference to two typical tasks, namely the deburring of cast iron motor blocks and assembly of an oil pump. It is emphasized that such tactile sensors will increase the effectivity of future robots considerably.

R É S U M É

CD 621.385:538.551.2

TRANSISTOR BIPOLAIRE

TRANSISTOR MOS

CIRCUIT INTÉGRÉ

Ristea, A. e.a.: Structures semiconducteurs dans la technologie BINMOS à porte d'aluminium.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 69

On présente les principales étapes technologiques et les caractéristiques électriques du circuit intégré matrice de composantes réalisées dans la technologie bipolaire, MOS canal nE/D -RO 13 01, omologue à CCSIT-CE. En réalisant monolithiquement les dispositifs MOS et bipolaires on recommande le circuit pour les applications analogues-numériques.

CD 611.385.1

DIODE BARITT

BANDE X

Marin, N. e.a.: Réalisation des diodes Baritt pour la bande X.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 72

L'ouvrage présente un procédé original de fabrication des diodes BARITT, pour la bande de fréquence 8–12 GHz: on propose un modèle analytique pour ce dispositif et on décrit les résultats expérimentaux qui confirment ce modèle.

CD 611.385:538.5

THYRISTORS GTO

CIRCUITS DE COMMANDE

Voiculescu, E. e.a.: Circuits de commande pour thyristors à blocage sur la porte.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 74

L'ouvrage décrit quelques schémas d'actualité pour la commande des thyristors à blocage sur la porte (GTO), à séparation galvanique ou non, essayés dans variateurs à vitesse pour moteurs asynchrones. Chaque variante présente les schémas électriques utilisés et les résultats pratiques obtenus à commande des GTO à 30 A/1kV. La variété des solutions présentées, permet l'adaptation du circuit de commande aux nécessités spécifiques dans un vaste domaine d'applications pratiques.

CD 535.33:538.333.3

SPECTRE

DENSITÉ SPECTRALE

BANDE DE FRÉQUENCE

Constantin, I.: La caractérisation spectrale du signal module FSK à discontinuité de phase contrôlée à la transformation des dates par systèmes de radiocommunications mobiles MF.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 81

Le spectre du signal modulé F.S.K. à discontinuité de phase est déterminé dans cet article. En conclusion la discontinuité de phase contrôlée peut être utilisée à la transmission des dates sans aucune restriction, parceque la modification du spectre de puissance est pratiquement négligeable.

CD 517.43:611.367

TRANSFORMATION D'IMAGES

OPÉRATEURS PONCTUELS

MEMOIRE A TABLEAU

Dalcu, M. e.a.: Transformations ponctuelles pour traiter les images. Implantations, applications.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 83

Les transformations ponctuelles des signaux numériques peuvent être effectuées en temps réel utilisant des mémoires à tableau (look-up-table mémoires—LUT).

L'article décrit les algorithmes pour compléter les tableaux LUT en applications dans le domaine des transformations des images. Parmi les algorithmes présentés, les uns (modifications de histogramme aux niveaux gris, affichage à pseudo contours) présentent exclusivement les opérations d'image, et les autres (sélection de bits, stockage de mémoire) sont d'un intérêt général en projection des systèmes numériques.

CD 621.316.7:512.831

REGULATEURS NUMÉRIQUES

CALCULATEURS DE PROCESSUS

COMMANDE DES PROCESSUS

Nitu, C. e.a.: Equipement à microprocesseur pour systèmes distribués de commande.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 87

L'ouvrage décrit un équipement à microprocesseur qui effectue la communication entre l'opérateur humain et les régulateurs numériques multicanal, connectés à une structure pour l'automatisation des processus nommée système distribué de commande.

En connaissant une grande extension des équipements d'automatisation à microprocesseur et à cause de la généralisation des systèmes distribués de commande, la communication entre l'opérateur humain et le système a une grande importance dans le développement de la fiabilité des équipements d'automatisation parcequ'ils sont prévus à fonctions d'autodiagnostic ce qui donne à l'opérateur la possibilité d'intervenir pendant le fonctionnement.

CD 534.837

PROCESSUS SINUSOIDAL

BRUIT

Toma, L.: Méthode d'élimination des erreurs à l'estimation des fréquences sinusoïdales.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 91

L'évaluation des fréquences sinusoïdales à bruit a beaucoup d'applications. L'article souligne l'élaboration des algorithmes concernant la réduction des erreurs d'estimation et du volume de calcul.

CD 681.62:512.831

IMPRIMATION DE MATRICE A IMPACT

ELEMENT D'IMPRESSION

VITESSE D'IMPRESSION

QUALITÉ D'IMPRESSION

Gârleașu, D.: Considérations concernant l'évolution des imprimeuses matricielles à impact.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3, sept 1986, p. 93

L'article est un passe, en revue des problèmes technologiques impliqués dans l'augmentation des performances des imprimeuses matricielles à impact.

CD 007.52:651.926.08

ROBOTS INDUSTRIELS

SYSTEMES DE COMMANDE ET DE REGLAGE

TRADUCTEURS

Balaure, E.: Un nouveau traducteur tridimensionnel force-couple et ses applications.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 3 sept 1986, p. 97

Cet ouvrage présente une nouvelle conception de réalisation des traducteurs tridimensionnels force-couple pour les robots industriels. En même temps on présente une nouvelle solution de réalisation des systèmes de commande à l'aide du calculateur des robots industriels à traducteurs force-couple tridimensionnels.

On montre que par ses qualités tactiles du nouveau traducteur et par ses possibilités de coopérer avec les senseurs visuels on peut améliorer les systèmes sensoriels des robots industriels.

Indicații redacționale

Manuscrisile trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text și figuri. Tot materialul se trimite la redacție în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.

Textul lucrării se compune din părțile specificate în continuare, acestea urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), funcția și locul de muncă ale autorilor — **toțul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.**

- Textul de bază — **maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură față a hîrtiei (format A4), la două rînduri.** Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea: Titlul articolului, prenumele și numele autorului (autorilor); Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.

- Bibliografia — **pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).**

[1] Vladimirescu, A. Calculator Aided Design of MOS Integrated Circuits. In: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-10, nr. 3, 1975, p. 151-160.

[2] Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.

[3] Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul Politehnic-București, 1975.

- Legende la figuri — **pe pagină, separată dactilografiată la două rînduri.**

Figurile lucrării, în număr de maximum 10 bucăți, la maximum de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe cale, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la confeționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimele de calculator și fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retușare în tipografie.



Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel este datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica și electronica nr. 3

CZ 621.385 :538.551.2

TRANZISTOR BIPOLAR
TRANZISTOR MOS
CIRCUIT INTEGRAT

Structuri semiconductoare în tehnologia BiNMOS cu poartă de aluminiu

ANA RISTEA, MIRCEA BERCU, DAN ȘERBĂNESCU, ANCA ANGELESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

În scopul creșterii capacității funcționale a circuitelor integrate pe scară largă, s-au relevat 2 direcții distincte de dezvoltare:

1. Integrarea a cit mai multor funcții identice pe același cip (memorii, procesoare paralele);

2. Integrarea a cit mai multor funcții diferite pe același cip (traductoare, convertoare A/D , filtre, amplificatoare).

În timp ce prima direcție este clar dictată de creșterea densității structurale, cealaltă direcție care reprezintă o modalitate de integrare a circuitelor analog digitale, necesită atît mărirea densității componentelor, cit și o procesare specială a dispozitivelor diverse care trebuie să fie compatibile între ele.

Direcția a doua se realizează în general prin dezvoltarea unei tehnologii prin care să se realizeze un număr cit mai mare de tipuri de componente pe același cip, din care să se poată selecta apoi numai cele necesare unei implementări optime a unei funcții date. În general, aceasta înseamnă integrarea de dispozitive $NMOS$, $CMOS$ și tranzistoare bipolare pe același cip.

Rezultatele prezentate în lucrare se referă la realizarea pe același cip de siliciu a tranzistoarelor bipolare NPN cit și a celor MOS cu canal n E/D (enhancement/depletion) cu poartă de aluminiu.

Compatibilitatea tehnologică a condus la realizarea de dispozitive MOS și bipolare monolitice cu care se pot aborda printr-o proiectare, deci lay-out adecvat, funcții complexe de densitate medie sau circuite integrate liniare cu performanțe superioare, neobtenabile în tehnologiile existente (bipolar sau MOS).

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice, CCSIT-CE — București.

1. Tehnologia de realizare (descrierea experimentului)

Ca materiale de bază s-a utilizat siliciu monocristalin cu orientare $\langle 111 \rangle$ și $\rho = 20 \Omega \text{cm}$.

Valoarea ridicată a rezistivității asigură capacități mici pentru joncțiunile de drenă și sursă și o sensibilitate coborîtă a tensiunii de prag la polarizarea substratului. În același timp rezistivitatea mare a substratului conduce la crearea de tranzistoare MOS parazite cu oxid gros, care limitează valoarea maximă a tensiunilor aplicate. Acest dezavantaj este înlăturat printr-o dopare suplimentară cu bor a zonelor corespunzătoare, prin utilizarea unui canal de stopare.

Procesul BiNMOS propus utilizează nouă măști.

Rezumatul etapelor tehnologice este dat în tabelul 1.

Tabelul 1

Nr. crt.	Tranzistor NPN	Tranzistor MOS canal n	Valori parametri
1.	Insulă n (Colector)	—	$X_j = 8 \mu\text{m}$ $N_s = 7 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$
2.	Bază activă	Canal de stopare	$X_j = 8,2 \mu\text{m}$ $N_s = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$
3.	Bază inactivă	—	$X_j = 1,2 \mu\text{m}$ $N_s = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$
4.	Emitor, n^+	Sursă, drenă	$X_j = 1,2 \mu\text{m}$ $N_s = 10^{21} \text{ cm}^{-3}$
5.	—	Oxid subțire poartă	$d_{\text{SiO}_2} = 1100 \text{ \AA}$
6.	—	Implantare ionică pt. corecție V_T	$W = 40 \text{ keV}$ $\Phi = 10^{12} \text{ cm}^{-2}$
7.	Depunere Al	Depunere Al	$d_{Al} = 8000 \text{ \AA}$

Insula de tip n permite realizarea simultană a emitorului tranzistorului bipolar cu sursa și drena tranzistorului MOS.

Tratamentele termice corespunzătoare etapelor prezentate în tabelul 1, au fost corelate utilizând simulările numerice ale proceselor de redistribuție în atmosferă inertă sau oxidantă prin intermediul unor programe de calcul adecvate [1, 2].

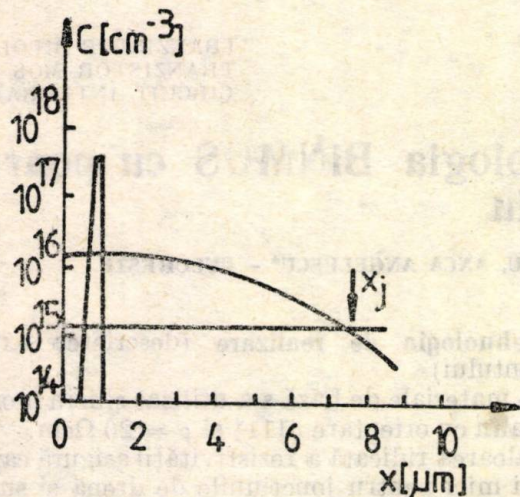


Fig. 1. Distribuția concentrației de fosfor după implantare și difuzie (insula n).

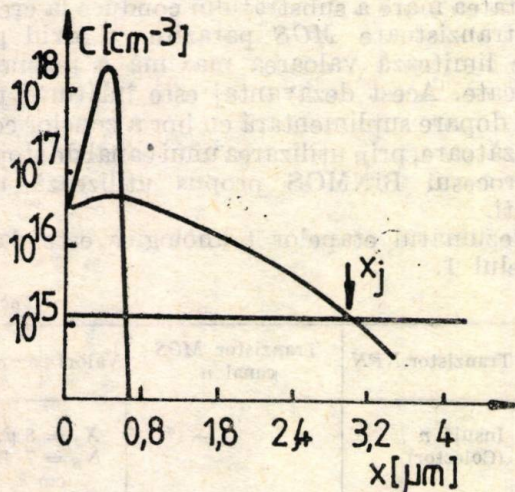


Fig. 2. Distribuția concentrației de bor după implantare și difuzie (baza activă p).

În figura 1 și 2 sunt prezentate distribuțiile de impurități de fosfor și bor după implantarea ionică și tratamentul termic corespunzător difuziei insulei n , respectiv difuziei bazei tranzistorului NPN. Condițiile pentru implantarea ionică au fost: fosfor $W = 150 \text{ keV}$, $\Phi = 7 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$; bor, $N = 40 \text{ keV}$, $\Phi = 4 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-2}$.

2. Rezultate experimentale

Pentru verificarea tehnologiei enunțate s-a proiectat o structură de test reprezentată în figura 3. Într-o arie de 1 mm^2 sunt conținute următoarele dispozitive;

- un tranzistor MOS canal n de tipul E (prin îmbogățire, cu canal închis) cu $W/L = 198/8$;
- un tranzistor MOS cu canal n de tipul D (prin golire, cu canal inițial) cu $W/L = 198/12$;

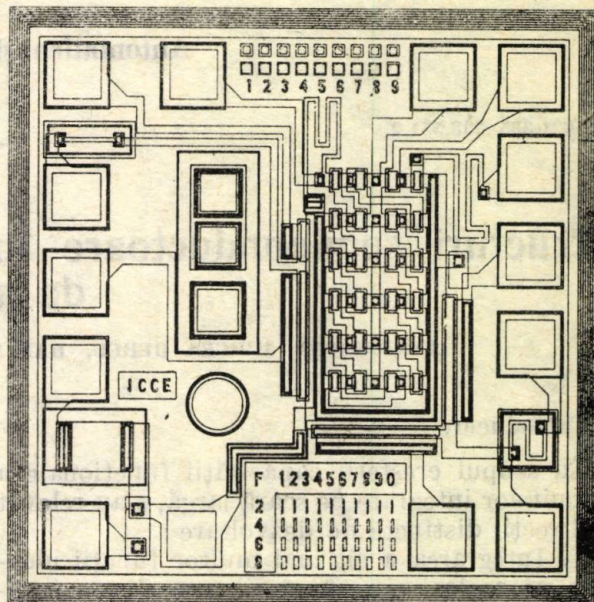


Fig. 3. Structura de test pentru tehnologia BiNMSO cu poartă de aluminiu (circuitul ROMB 01).

- un tranzistor bipolar de tip NPN;
- un inversor MOS de tipul E/D cu $\frac{W_D/LD}{W_E/L_E} = \frac{22/12}{22/8}$;
- un oscilator în inel de tip MOS compus din 11 inversoare de tipul inversorului de mai sus;
- 4 rezistoare: de emitor (n^+), de bază inactivă (p^+) de bază activă (p) și de insulă (n).

Raporturile W/L , lățime/lungime canal la tranzistoarele MOS sînt dimensiuni de mască.

În figura 4 și 5 sînt prezentate caracteristicile statice de ieșire ale tranzistorului MOS, n ,

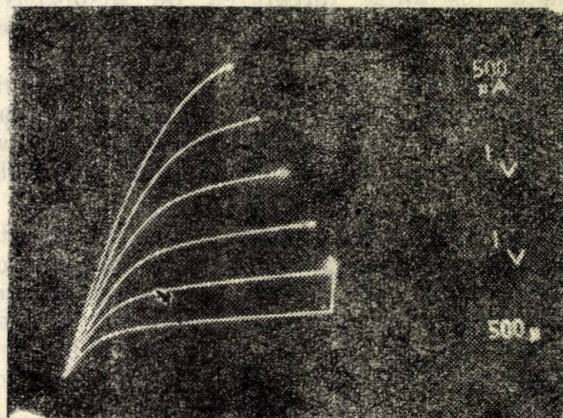


Fig. 4. Caracteristica $I_D - V_D$ (tranzistor MOS — D)
 $I_D - 500 \mu\text{A/div}$
 $V_D - 1\text{V/div}$.

de tip *D*, respectiv *E* vizualizate pe caracterograf.

Toate tipurile de tranzistoare și dispozitive MOS conținute în structura test conțin protecție internă pe poartă. În figura 6 sînt prezentate formele de undă vizualizate pe osciloscop de la intrarea și ieșirea inversorului MOS *E/D*.

Figura 7 conține forma de undă de la ieșirea oscilatorului în inel format din 11 inversoare

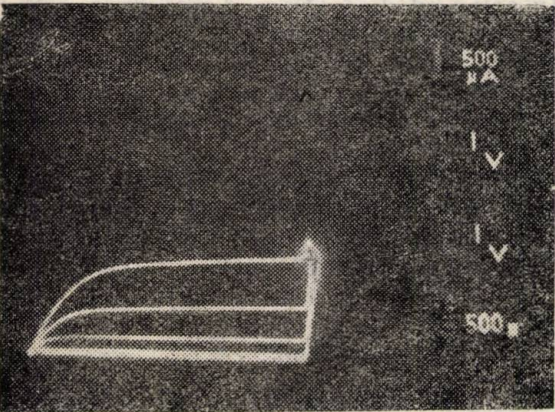


Fig. 5. Caracteristică $I_{D_s} - V_D$ (tranzistor MOS—E)
 $I_D = 500 \mu A/div$
 $V_D = 1 V/div$

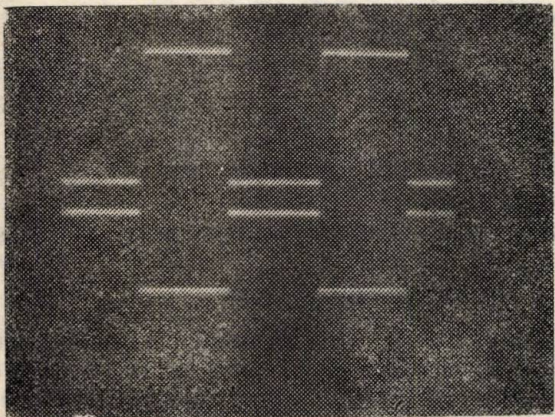


Fig. 6. Forma de undă la ieșirea inversorului (sus) pentru pulsuri dreptunghiulare de 2V la intrare (jos) (orizontal 1ms/div; vertical 1V/div).

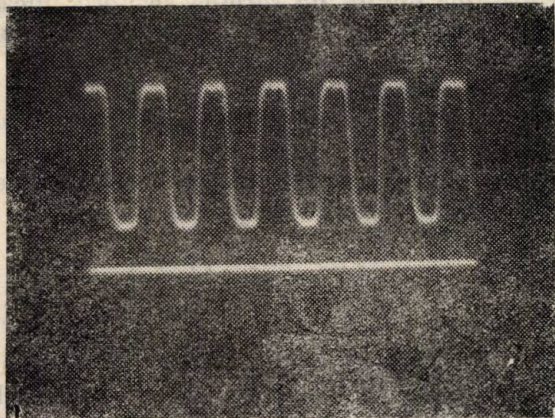


Fig. 7. Forma de undă a oscilatorului în inel NMOS, format din 11 inversoare (orizontal 50 ns/div, vertical 5 mV/div)

Tabelul 2

Nr. crt.	Parametru	U/M	Condiții	Min.	Max.
1.	Tensiune de străpungere colector-bază, V_{CEO}	V	$I_E = 0$ $I_C = 10 \mu A$	12	
2.	Tensiune de străpungere colector-emitor, V_{CEO}	V	$I_B = 0$ $I_C = 100 \mu A$	12	
3.	Tensiune de străpungere emitor-bază, V_{EBO}	V	$I_C = 0$ $I_E = 100 \mu A$	6	8
4.	Cîştig static în curent, h_{FE}	—	$I_C = 100 \mu A$ $V_{CE} = 3 V$	40	
5.	Tensiune de străpungere drenă-sursă, $V_{BR(DSS)}$	V	$V_{GS} = 0(E)$ $V_{GS} = 1-4$ $V(D)$ $I_D = 10 \mu A$	5	
6.	Tensiune de străpungere poartă-sursă, $V_{BR(GSS)}$		$V_{DS} = 0$ $I_{GS} = 1 \mu A$	5,5	
7.	Tensiune de prag, MOS de tip E, V_T	V	$V_{GS} = V_{DS}$ $I_{DS} = 10 \mu A$	0,1	3
	Tensiune de blocare, MOS de tip D, $V_{GS(off)}$		$V_{DS} = 4 V$ $I_{DS} = 10 \mu A$	-4	-1
8.	Tensiune de ieșire în starea „JOS”, V_{OL}	V	$V_{IH} = 3 V$ $I_{OL} = 1 \mu A$		1
9.	Tensiune de ieșire în starea „SUS”, V_{OH}	V	$V_{IL} = 1,0 V$ $I_{OH} = 1 \mu A$	3	
10.	Frecvența de oscilație a oscilatorului în inel, f	MHz	$C_{sondă} = 50$ pF	0,65	
11.	Amplitudine vîrf-la-vîrf a oscilației de tensiune V_v	mV	$C_{sondă} = 50$ pF	5	
12.	Tensiune de străpungere colector-substrat a tranzistorului NPN, V_{CSO}	V	$I_E = I_B = 0$ $I_C = 10 \mu A$	12	
13.	Curent de alimentare al oscilatorului și inversorului, I^+	mA	$C_{sondă} = 50$ pF		1
14.	Curent de intrare în stare „SUS” a inversorului MOS, I_{IH}	μA	$V_{IH} = 5,5$		1
15.	Rezistor R_1 (de tip n^+)	k Ω		0,10	0,30
16.	Rezistor R_2 (de tip p^+)	k Ω		6,80	13,20
17.	Rezistor R_3 (de tip p^-)	k Ω		0,25	0,60
18.	Rezistor R_4 (de tip n^-)	k Ω		0,15	0,80

NMOS, pe o sarcină de 50 Ω . Timpul de propagare obținut este de 8 ns pe inversor.

Figura 8 este caracteristica de ieșire a tranzistorului bipolar NPN

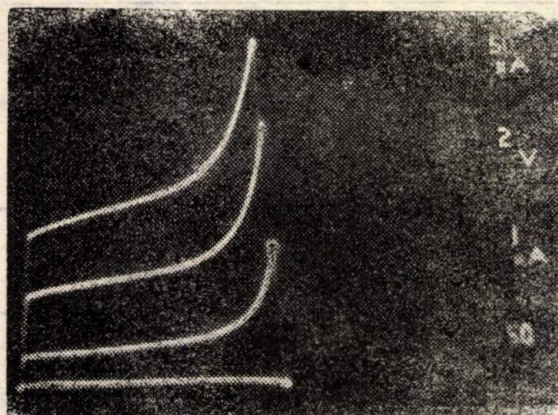


Fig. 8. Caracteristica $I_C - V_{CE}$ pentru tranzistorul NPN
 $I_C - 50 \mu A/div$
 $V_{CE} - 2 V/div$
 $\beta - 50/div$

Tensiunea de străpungere $V_{CEO} = 15 V$ este controlată de concentrația fosforului din insula N. În cazul utilizării unor concentrații mai

reduse ($5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$), V_{CEO} poate atinge valori de 30–35 V.

Structura test prezentată a fost omologată la CCSIT-CE, sub codul ROMB 01, principalele caracteristici electrice fiind prezentate în tabelul 2.

Concluzii

În articolul de față s-a demonstrat posibilitatea realizării la CCSIT-CE, a unei tehnologii BiNMOS pentru implementarea circuitelor integrate rapide analog-digitale care să beneficieze de avantajele atit ale dispozitivelor bipolare cit și a celor MOS.

Cu această tehnologie s-a proiectat și omologat un circuit integrat matrice de componente, care cuprinde toate tipurile de dispozitive obținabile prin procesul BiNMOS.

Bibliografie

- [1] C. P. Wu, E.C. Douglas and C. M. Mueller. IEEE Trans. on El. Dev. Sept. 1976, pag. 1095.
- [2] E. C. Douglas IEEE Trans. on El. Dev. vol. ED 21 June 1974, pag. 324.

CZ 621.385.2

DIODĂ BARITT
BANDĂ X

Realizarea diodelor Baritt pentru banda X

NICOLAE MARIN**, FLORIN MARCHIDAN*, LUCA STAIU* CONSTANTIN TAGA*, CONSTANTIN MIHĂILESCU*—BUCUREȘTI

Introducere

Dioda Baritt (structură de tipul P^+NP^+ sau MNM) prezintă o rezistență negativă la frecvențe înalte (GHz, zeci GHz) din acest motiv putind fi utilizată pentru generarea și amplificarea microundelor. A fost prezisă teoretic de Shockley în anul 1953 și a fost realizată experimental pentru prima dată în lume în anul 1971 [1]. Comparativ cu diodele Impatt și Gunn, dioda Baritt prezintă rezistențe negative mai mici (în valoare absolută) așa încît și puterile de microunde generate vor fi mai mici. Datorită zgomotului redus, dioda Baritt este net superioară diodelor Impatt și Gunn în aplicația de oscilator cu automixare [2]. De asemenea, poate fi utilizată ca oscilator local și amplificator de zgomot redus. În lucrare se propune un model analitic pentru dispozitiv, se prezintă tehnologia de realizare și performanțele dispozitivelor obținute.

* Întreprinderea de piese Radio și Semiconductoare-Băneasa.

** Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electronică — București.

1. Modelul analitic propus

Dioda Baritt funcționează la pătrundere, curentul în dispozitiv fiind în principal un curent de goluri. Pentru rezolvarea analitică a ecuațiilor generale care dau distribuția cimpului electric, potențialului, impedanța de semnal mic etc., se fac următoarele aproximații: viteza purtătorilor mobili de sarcină se aproximează cu 2 segmente de dreaptă și se aproximează curentul de difuzie prin termeni liniari [3].

Cîmpul electric prin dispozitiv arată ca în figura 1. Dispozitivul este împărțit în 4 zone [3].

Pentru zona I se utilizează modelul emisiei termionice peste bariera de potențial.

$$I = A T^2 \exp\left(-\frac{eV_m}{KT}\right)$$

unde I este densitatea de curent, T temperatura absolută, KT/e potențialul termic, V_m bariera de potențial. În zona II există atit un curent de difuzie cit și unul de drift (la limita acestei zone curentul de difuzie este neglijabil).

Se poate defini o viteză efectivă datorită difuziei [3] care scade cu distanța în timp ce viteza de drift crește așa încât cu bună aproximație se poate considera că viteza totală a purtătorilor rămâne aproximativ constantă și egală cu $V_m = I/epm$ unde pm este concentrația de goluri injectate la bariera (x_m). În zona III și

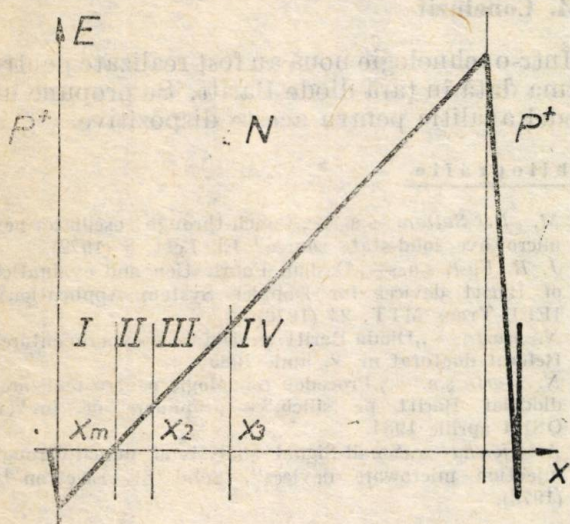


Fig. 1. Cîmpul electric în dispozitiv.

zona IV curentul este în întregime un curent de drift. Viteza purtătorilor crește liniar cu cîmpul electric ($v = \mu E$) pînă în x_3 respectiv rămâne constantă și egală cu viteza de saturație.

2. Tehnologia de realizare

Dispozitivele Baritt sînt construite în tehnologia mesa cu radiator integral, aceasta fiind singura care asigură uniformitatea curentului în dispozitiv și elemente parazite (rezistențe, capacități) reduse. Tehnologia propusă pentru realizarea dispozitivului [4] are următoarele avantaje: permite utilizarea unui strat epitaxial crescut la temperatură (1250°C) pe o instalație uzuală de epitaxie subțiere precisă ($\pm 0,1 \mu\text{m}$) a plachetei de siliciu printr-un procedeu relativ simplu, ușor controlabil și reproductibil, permite realizarea prin difuzie a ambelor joncțiuni P^+N prin aceasta asigurîndu-se simetria dispozitivului și o rezistență serie redusă. Dispozitivul final arată ca în figura 2.

3. Rezultate experimentale. În tehnologia de realizare propusă în [4] au fost realizate diode Baritt cu următorii parametri: tensiunea de polarizare 25–55V, curentul de polarizare 5–40 mA, puterea de microunde generată 1–30 mW în banda de frecvențe 8–12 GHz.

Au fost făcute următoarele determinări teoretice și experimentale.

1. S-au determinat parametrii constructivi ai dispozitivului (concentrația de impurități din stratul N, profilul de impurități difuzate P^+ la joncțiune și aria) din măsurători capacită-

tensiune. Rezultatele obținute sînt în concordanță cu valorile măsurate prin alte metode.

2. S-a calculat și măsurat caracteristica curent-tensiune. Aceasta este exponențială la curenți mici și liniară la curenți mari. Datorită erorilor în determinarea grosimii bazei W

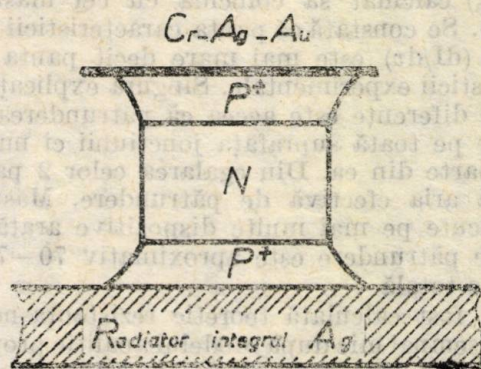


Fig. 2. Dioda Baritt realizată.

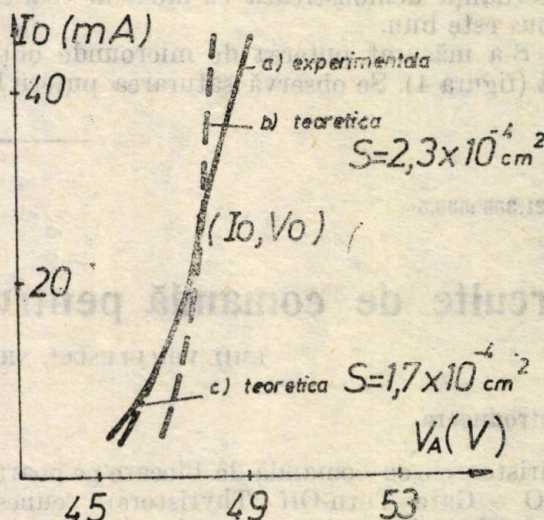


Fig. 3. Caracteristica curent-tensiune.

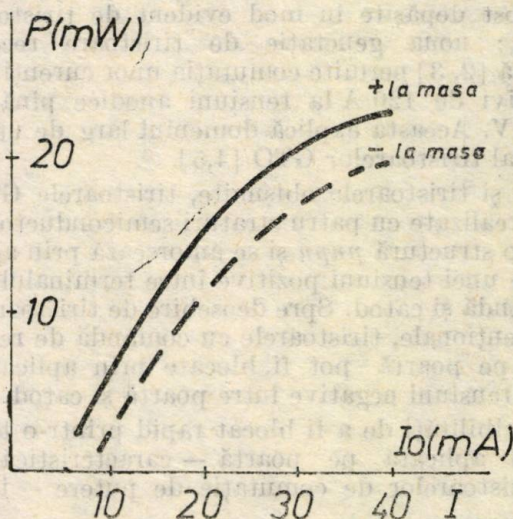


Fig. 4. Puterea de microunde generată.

($\pm 0,2 \mu\text{m}$), tensiunile calculate pot diferi cu 2–3 V față de cele măsurate. Pentru estimarea indirectă a grosimii bazei W (deci a tensiunii de pătrundere) s-a procedat în felul următor. Se alege un punct (I_0, V_0) pe caracteristica experimentală și se determină W așa încît punctul (I_0, V_0) calculat să coincidă cu cel măsurat (fig. 3). Se constată că panta caracteristicii calculate (dI/dv) este mai mare decît panta caracteristicii experimentale. Singura explicație a acestei diferențe este aceea că pătrunderea nu se face pe toată suprafața joncțiunii ci numai pe o parte din ea. Din egalarea celor 2 pante rezultă aria efectivă de pătrundere. Măsurători făcute pe mai multe dispozitive arată că aria de pătrundere este aproximativ 70–75% din aria totală.

3. A fost calculată teoretic rezistența negativă la semnal mic după modelul analitic propus. Rezultatele sînt comparate cu cele obținute prin calcul numeric în lucrarea [5]. Buna concordanță demonstrează că modelul analitic propus este bun.

4. S-a măsurat puterea de microunde obținută (figura 4). Se observă saturarea puterii la

un curent relativ mic. Din cauza joncțiunii gradate obținute prin difuzie, densitatea de curent optimă este relativ mică, așa încît și puterile obținute sînt mici. Prin realizarea unei joncțiuni injectoare abrupte sperăm să mărim puterea generată.

4. Concluzii

Într-o tehnologie nouă au fost realizate pentru prima dată în țară diode Baritt. Se propune un model analitic pentru aceste dispozitive.

Bibliografie

- [1] M. B. Sultan, s.a. — „Punch-through oscillator-new microwave solid-state source” *El. Lett.* 8 (1972).
- [2] J. R. East, s.a. — „Design, Fabrication and evaluation of Baritt devices for Doppler System Application”, *IEEE Trans MTT*, 24 (1976).
- [3] N. Marin — „Dioda Baritt, proiectare și experimentare” Referat doctorat nr. 2, iunie 1985.
- [4] N. Marin s.a. — „Procedeu tehnologic pentru realizarea diodelor Baritt pe siliciu” — propunere de brevet, OSIM aprilie 1984.
- [5] A. Sjöwind — „Small-Signal analysis of punch-through injection microwave devices”, *Solid St. Electron* 16 (1973).

CZ 621.385 :538.5

TIRISTOARE GTO
CIRCUITE DE COMANDĂ

Circuite de comandă pentru tiristoare cu blocare pe poartă

EMIL VOICULESCU*, NICULAIE PALAGHIȚĂ*—CLUJ—NAPOCA

Introducere

Tiristoarele cu comandă de blocare pe poartă (GTO — Gate Turn-Off Thyristors) reunesec avantajele tiristoarelor convenționale și a tranzistoarelor de comutație pentru înaltă tensiune [1]. Dispozitivele de comutație convenționale au fost depășite în mod evident de tiristorul GTO: noua generație de tiristoare recent creată [2, 3] permite comutația unor curenți repetitivi de 120 A la tensiuni anodice pînă la 1,5 kV. Aceasta explică domeniul larg de utilizare al tiristoarelor GTO [4, 5].

Ca și tiristoarele obișnuite, tiristoarele GTO sînt realizate cu patru straturi semiconductoare într-o structură *pnpn* și se amorsează prin aplicarea unei tensiuni pozitive între terminalul de comandă și catod. Spre deosebire de tiristoarele convenționale, tiristoarele cu comandă de revenire pe poartă pot fi blocate prin aplicarea unei tensiuni negative între poartă și catod.

Posibilități de a fi blocat rapid printr-o tensiune aplicată pe poartă — caracteristică a tranzistoarelor de comutație de putere — i se

adaugă posibilitatea de a bloca tensiuni înalte directe și inverse și de a conduce curenți mari — proprietăți specifice tiristoarelor [6].

1. Comutația tiristorului GTO

În figura 1 este prezentată schema utilizată de fabricant pentru măsurarea timpilor de comutație ai dispozitivului [7, 8]. La comutație directă, în poarta tiristorului se injectează un impuls de curent cu o anumită durată și amplitudine (fig. 1, a — b). Respectarea acestor valori asigură intrarea în conducție a întregii structuri semiconductoare din primele momente și amorsoarea sigură a oricărui exemplar. Durata impulsului de amorsoare se alege în funcție de sarcină. Amorsarea cu impulsuri de durată mare reduce căderea de tensiune directă și puterea disipată în conducție de tiristor. Modul de variație al curenților din figura 1 b a fost reprodus experimental și este prezentat la frecvența de 28 kHz în oscilograma din figura 2 a. Pentru a scoate în evidență funcționarea dispozitivului, în figura 2a, curentul de poartă a fost suprapus peste cel anodic. Cu un curent de poartă prezentînd o supracreștere inițială și avînd timpii de creș-

* Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

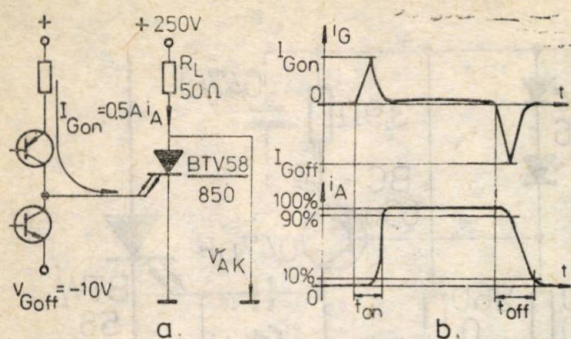
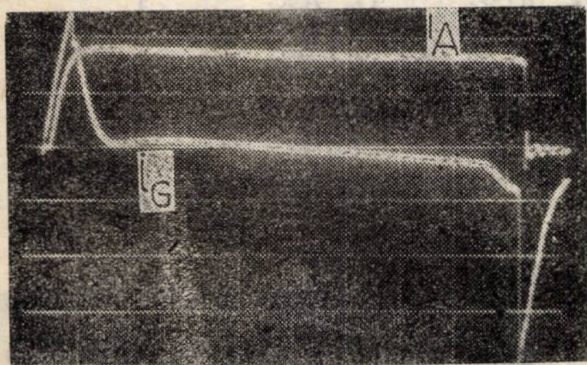
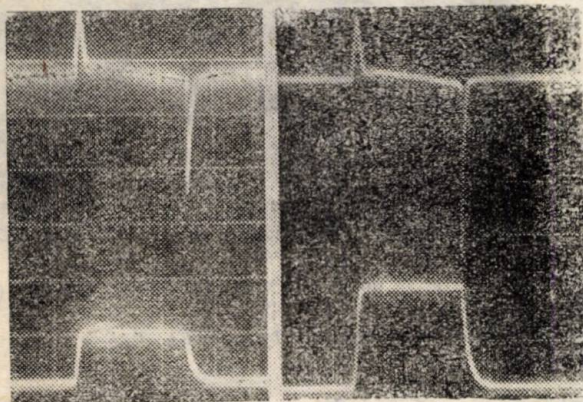


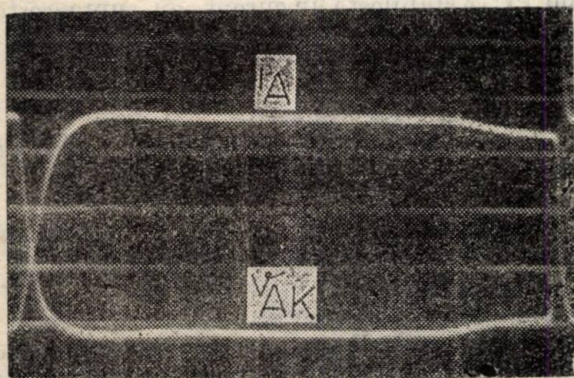
Fig. 1. Măsurarea timpilor de comutație ai tiristorului GTO, în schema utilizată de fabricant.



a



b



c

Fig. 2. Forme de undă tipice obținute la comutația tiristorului GTO BT58/850:

- a) i_G — 0,2 A/div., i_A — 1 A/div., baza de timp — 2 μs/div.
 b) i_G — 0,4 A/div., i_A — 1,75 A/div., baza de timp — 10 μs/div.
 c) i_A — 0,5 A/div., v_{AK} — 50 V/div., baza de timp — 1 μs/div.

tere, respectiv de cădere, reduși — ca în fig. 2 a — s-a obținut comutația rapidă a tiristorului (sub o microsecundă). S-a constatat experimental că timpul de comutație directă a tiristorului este direct proporțional cu timpul de creștere a curentului de comandă, ca și în cazul tranzistorului bipolar [9, 10]. Același mod de variație a fost obținut în figura 2 b la frecvența de 22 kHz. În această figură este arătată dependența curentului de poartă la blocare, I_{Goff} , de amplitudinea curentului anodic comutat.

Tiristorul GTO este astfel realizat încît prin polarizarea joncțiunii poartă-catod cu o tensiune de $-5V \dots -10V$, are loc blocarea sa. Pentru cîteva zecimi de microsecundă circuitul porții preia 20%...100% din curentul de sarcină. Aceasta înseamnă anularea curentului de catod înainte ca tensiunea anod-catod să fi atins valoarea de la blocare. Ca urmare, circuitul de protecție la dv/dt se simplifică, iar puterea disipată la blocare este redusă. În oscilograma din figura 2 c este prezentată comutația directă și inversă a unui GTO cu sarcină rezistivă, prin suprapunerea formelor de undă ale curentului anodic și a tensiunii anod-catod. Tiristorul testat a fost de tip BT58 (1984). Caracteristicile sale principale sînt: $I_{TAV} = 10A$, $I_{TMax} = 25A$, $V_{AKMax} = 850V$, $t_r = 0,25 \mu s$, $I_{Gmin} = 0,2A$. La curentul de 2A comutat, se observă că duratele intervalelor de comutație sînt apropiate și inferioare valorii de 1 μs. Astfel de valori sînt asigurate cu circuite de comandă rapide [9].

Exploatarea integrală a caracteristicilor unui nou dispozitiv poate avea loc doar odată cu rafinarea circuitelor sale de comandă; tiristorul GTO fiind un dispozitiv de comutație nou, reclamă circuite de comandă care diferă structural de cele convenționale. În general, pentru fiecare aplicație se proiectează un circuit de comandă adaptat în mod specific aplicației respective.

În continuare sînt descrise cîteva circuite de comandă la care blocarea tiristorului GTO este realizată prin descărcarea unui condensator încărcat pe durata conducției.

2. Circuite de comandă cu cuplaj direct

În figura 3 sînt prezentate două scheme cu cuplaj direct între circuitul de comandă și poarta GTO [8].

În prima schemă, cînd baza tranzistorului BD este la nivel JOS (în starea ON), tranzistorul BC intră în conducție și injectează prin condensatorul de 0,47 μF curentul de amorsare în poarta tiristorului. Are loc și încărcarea condensatorului pînă la tensiunea Zener: 10V. La aplicarea unui nivel SUS bazei tranzistorului BD (în starea OFF), acesta se deschide, tranzistorul BC se blochează, iar condensatorul se descarcă prin dioda BYV95 și Darlington pe

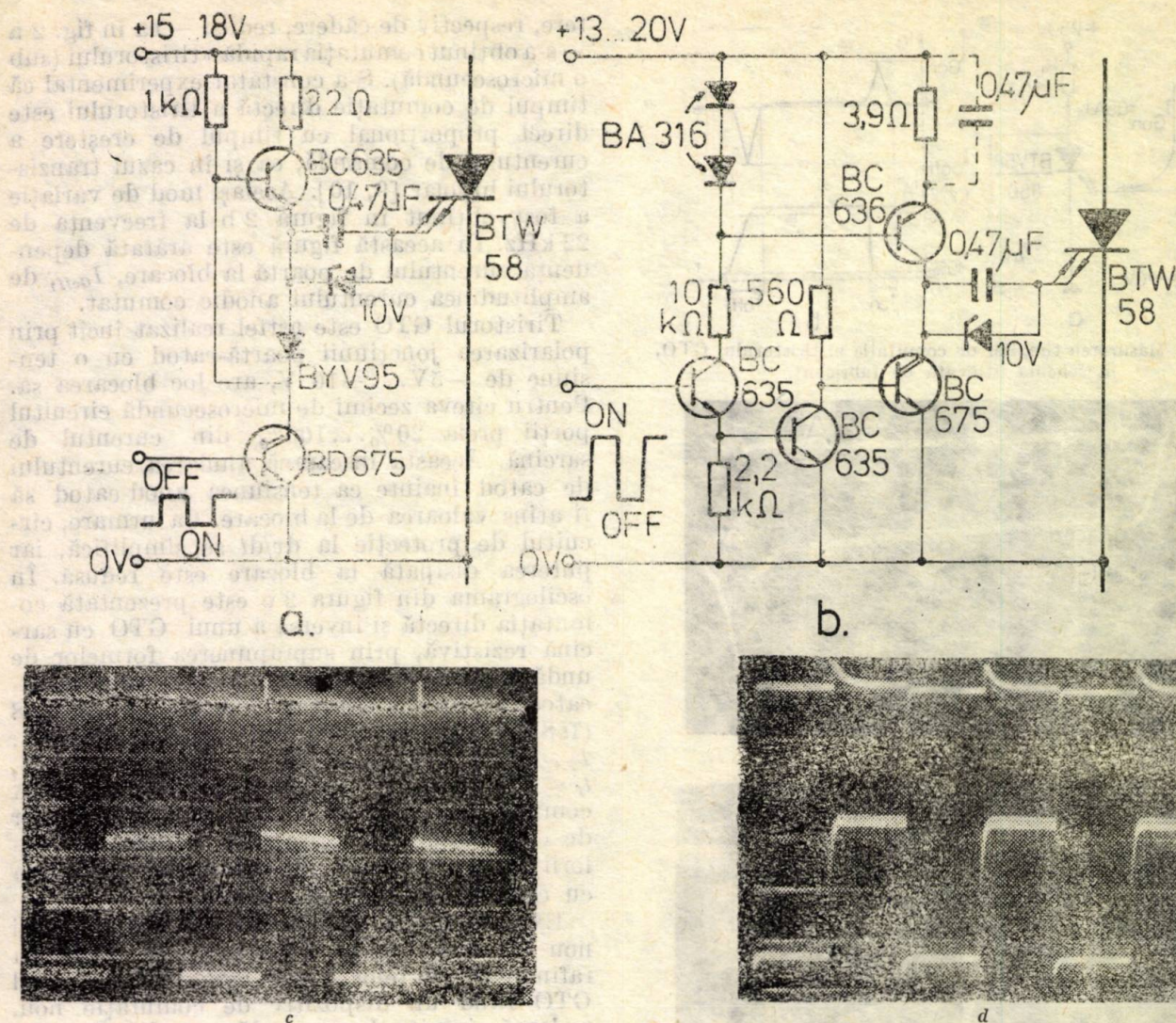


Fig. 3. Circuite de comandă cu cuplaj direct (a, b) și formele de undă obținute la două frecvențe de lucru: 300 Hz (c) și 6kHz (d).

Sus: i_G — 2A/div., Jos: i_A — 4,5 A/div.; c) $I_{Amed} = 6,2A$, baza de timp — 1 ms/div. d) $I_{Amed} = 6A$, $I_{Avf} = 12A$, baza de timp — 50μs/div.

juncțiunea GK a tiristorului GTO. Este extras astfel un curent important din poarta tiristorului și acesta se blochează.

Cu circuitul prezentat a fost posibilă comutația sigură a unor curenți de ordinul 12A cu o frecvență variabilă în plaja 0Hz...50 kHz. Rezultatele obținute sînt prezentate în figurile 3c—3d. Din cauza redresării monofazate curentul anodic este modulată cu brumul rețelei. Valoarea ridicată a curentului anodic este confirmată de raportul dintre I_{Goff} și I_{Gon} : $I_{Goff} \gg I_{Gon}$ în ambele oscilोगrame. La acest circuit curentul de amorsare depinde de tensiunea de alimentare.

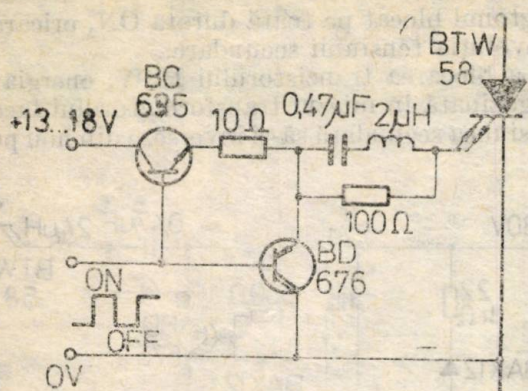
În schema din figura 3 b curentul de amorsare este constant și este livrat de un generator de curent BC636 — diodele BA316 — grupul 3,9Ω||0,47μF. Cînd baza tranzistorului de intrare este în starea SUS (on), Darlingtonul este blo-

cat iar generatorul de curent deschis: prin grupul RC se stabilește un curent cu supracreștere inițială care amorsează tiristorul. Valoarea de palier a curentului porții este:

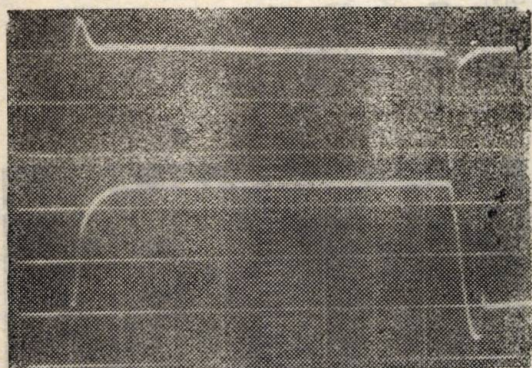
$$I_{Gon} \approx \frac{0,7 V}{3,9\Omega} \approx 180 \text{ mA.} \quad (1)$$

Puterea disipată de tiristor la comutație directă este minimă datorită condensatorului de accelerare prevăzut.

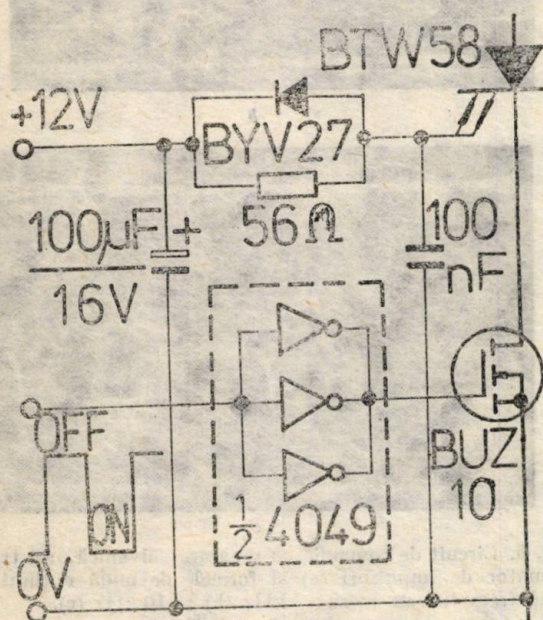
Cînd baza tranzistorului de intrare trece în starea JOS (off), Darlingtonul se deschide puternic, condensatorul de 0,47μF din poartă descărcîndu-se brusc pe juncțiunea GK a tiristorului. Cum rezistența colector emitor a Darlingtonului este mică, curentul invers al porții poate egala curentul de sarcină (curentul anodic). Aceasta reduce puterea disipată de tiris-



a



b



c

Fig. 4. Circuite simple de comandă, cu cuplaj direct;
a) pentru stabilizatoarele în regim de comutație;
b) formele de undă obținute.

Sus: i_G — 2,1 A/div. Jos: i_A — 4 A/div.

$I_{Gon} = 1,3$ A, $I_{Goff} = 5$ A, $I_{Aef} = 9,5$ A, baza de timp — 5 μs/div.

c) comanda în catodul GTO printr-un tranzistor MOS de putere.

tor la blocare. La curenți de sarcină mai mici, se recomandă o tensiune Zener sub 10 V pentru dioda figurată în paralel cu condensatorul de 0,47 μF.

În figura 4 a este prezentat un circuit simplu de comandă cu cuplaj direct, caracterizat printr-o adaptare maximă la scopul propus. Trecând intrarea în starea SUS, tranzistorul BC se deschide puternic și tiristorul GTO este amorsat; rezistorul de 10 Ω limitează în primele momente acest curent. În plus, sînt create condițiile necesare blocării; are loc încărcarea condensatorului de stingere de 0,47 μF. Din momentul în care se încheie încărcarea condensatorului, curentul porții începe să scadă și mai este menținut doar prin rezistorul de 100 Ω.

Cînd intrarea este trecută în starea JOS se deschide puternic Darlingtonul BD676. Tensiunea anterior formată la terminalele condensatorului este aplicată între poarta și catodul GTO. Valoarea condensatorului este astfel aleasă, încît la extragerea curentului de stingere tensiunea de pe condensator scade doar cu 1—2 volți. Inductivitatea din circuitul porții servește la prelungirea perioadei în care joncțiunea GK se găsește în starea „străpungere în invers, în avalanșă”. Și acest circuit a fost realizat și testat cu un GTO BTW59, la un curent anodic de 10 A și la o pantă maximă a tensiunii anodice de 500 V/μs. În figura 4 b sînt prezentate formele de undă ale curentului porții și a celui anodic obținute la comanda GTO cu circuitul din figura 4a. La 5 μs/div. timpii de comutație pot fi evaluați cu precizie.

Acest circuit de comandă este folosit în alimentatoarele în comutație din receptoarele TV, în circuitele de deflexie pe orizontală și în alimentatoarele economice cu rezonanță serie.

În figura 4 c este prezentată comanda în catod a tiristorului GTO, cu ajutorul unui tranzistor mosfet de putere [11]. Avantajele circuitului sînt:

- putere de comandă foarte mică,
- timpi de comutație reduși,
- posibilitatea utilizării unui mosfet de joasă tensiune, chiar dacă tiristorul GTO comută o tensiune înaltă,
- curent mare: 10 A.

Una dintre caracteristicile comune circuitelor cu cuplaj direct este gama largă a frecvenței de comandă: de la frecvențe practice oricît de joase (c.c.), pînă la 50 kHz în cazul GTO cu sarcină rezistivă. Pentru o astfel de aplicație — variator de turație pentru un motor de c.c. — a fost creat circuitul din figura 4 c.

Principiul de funcționare este următorul: cînd impulsul de comandă trece în conducție tranzistorul VMOS, GTOul începe să conducă din cauză că intrarea în conducție a MOSului face să se descarce condensatorul de 100 nF în poarta GTO. Curentul de poartă este apoi menținut de tensiunea de alimentare prin rezistorul

de 56 Ω . Curentul inițial de poartă, produs de descărcarea condensatorului de 100 nF face ca tiristorul să intre brusc în plină conducție, cu o creștere rapidă a curentului său anodic.

La blocarea tranzistorului VMOS curentul catodic al GTO este deviat brusc în circuitul porții. La început, acest curent încarcă condensatorul de 100 nF; odată încărcat acest condensator și atinsă tensiunea de 12 V, curentul invers de poartă va începe să încarce prin dioda BYV27 condensatorul de 100 μ F. Astfel, energia extrasă din poarta tiristorului la blocare este înmagazinată în condensatoare și refolosită pentru a trece în conducție tiristorul în următoarea perioadă (recuperare).

În general, separarea galvanică a circuitului de comandă este necesară în alimentatoarele în comutație profesionale și în variatoarele de turație pentru motoare asincrone, dar nu e indispensabilă în aparatura de consum la care costul este parametrul esențial ce trebuie luat în considerare.

3. Circuite de comandă cu separare galvanică

În circuitul din figura 5 semnalul de comandă al tiristorului GTO este separat printr-un transformator de impulsuri. Acest circuit este recomandabil la frecvențe de comutație înalte; rezultă astfel un transformator de dimensiuni reduse, cu inductivități de scăpări neglijabile.

Tiristorul GTO intră în conducție odată cu deschiderea tranzistorului BSW. Curentul primar al transformatorului Tr este programat prin diodele BA316 — rezistorul de 4,7 Ω și grupul 1,2 Ω — 0,47 μ F;

$$I_{Cij} \approx \frac{0,7 \text{ V}}{4,7 \Omega \parallel 1,2 \Omega} \approx 0,7 \text{ A.} \quad (2)$$

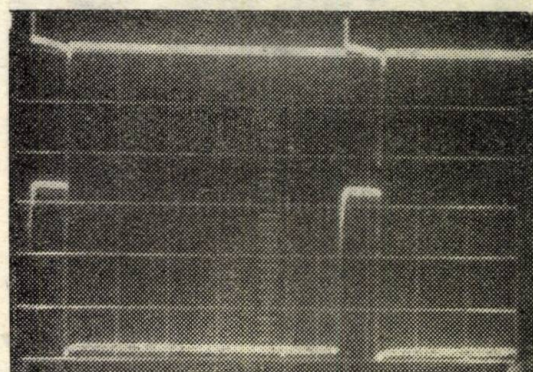
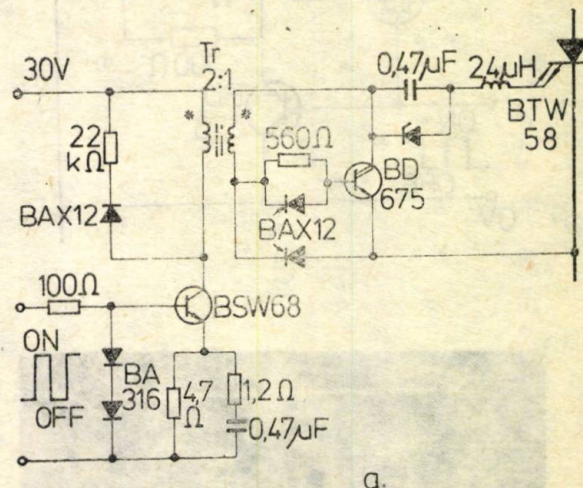
Valoarea de palier:

$$I_C \approx \frac{0,7 \text{ V}}{4,7 \Omega} \approx 0,15 \text{ A.} \quad (3)$$

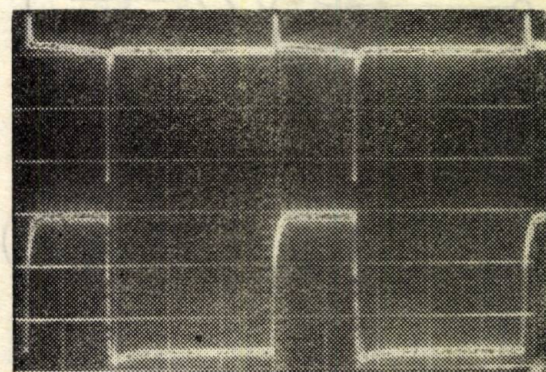
Raportul de transformare al transformatorului de impulsuri este 2 : 1, ceea ce permite curentului porții să atingă inițial cca. 1 A și să se mențină apoi la cca. 250 mA. În acest timp, Darlinghtonul din secundar trebuie să fie blocat. Pentru aceasta, dioda legată între baza și emitorul Darlinghtonului trebuie să fie parcursă de curent; mai mult, pentru a nu atenua supracreșterea inițială a curentului de poartă, Darlinghtonul trebuie să fie blocat chiar înainte ca tensiunea pe diodă să fi devenit 0,7 V, de îndată ce tensiunea secundară și-a schimbat polaritatea. Această funcțiune o indeplinește dioda din baza Darlinghtonului BD375, care trage din primele momente baza la cca. — 14,3 V. Apoi, cealaltă diodă, dintre baza și emitorul BD375, ține Dar-

lingtonul blocat pe toată durata ON, oricare ar fi evoluția tensiunii secundare.

La blocarea tranzistorului BSW, energia înmagazinată în miezul transformatorului face ca tensiunea secundară să-și inverseze din nou pola-



b



c

Fig. 5. Circuit de comandă cu separare galvanică prin transformator de impulsuri (a) și formele de undă obținute la două frecvențe de lucru: 3 kHz (b) și 10 kHz (c).

Sus: i_G — 2 A/div. Jos: i_A — 3,2 A/div.

b) baza de timp — 5 μ s/div.

c) baza de timp — 2 μ s/div.

ritatea. Darlinghtonul se deschide și aplică tensiunea dintre terminalele condensatorului joncțiunii G—K a tiristorului GTO.

Și acest circuit a fost realizat și testat cu un GTO BTV58, la un curent anodic de 9,6 A

(fig. 5, b—c) [10]. Panta maximă admisibilă a tensiunii anodice este $800 \text{ V}/\mu\text{s}$. S-a folosit un transformator pe miez de ferită, tipizat, ELECTROTEHNICA. Domeniul de utilizare pentru care este indicat acest mod de comandă este cel al alimentatoarelor în comutație izolate și a celor cu rezonanță serie, în care factorul de

intrare. Spre Darlingtonul de pe bara minus sînt conectate patru porți CMOS în paralel; ele accelerează comutația și totodată asigură suficient curent de atac Darlingtonului legat la bara minus. Acesta servește blocării GTO, întrucît extrage curent din poarta tiristorului atunci cînd este în conducție, și încarcă conden-

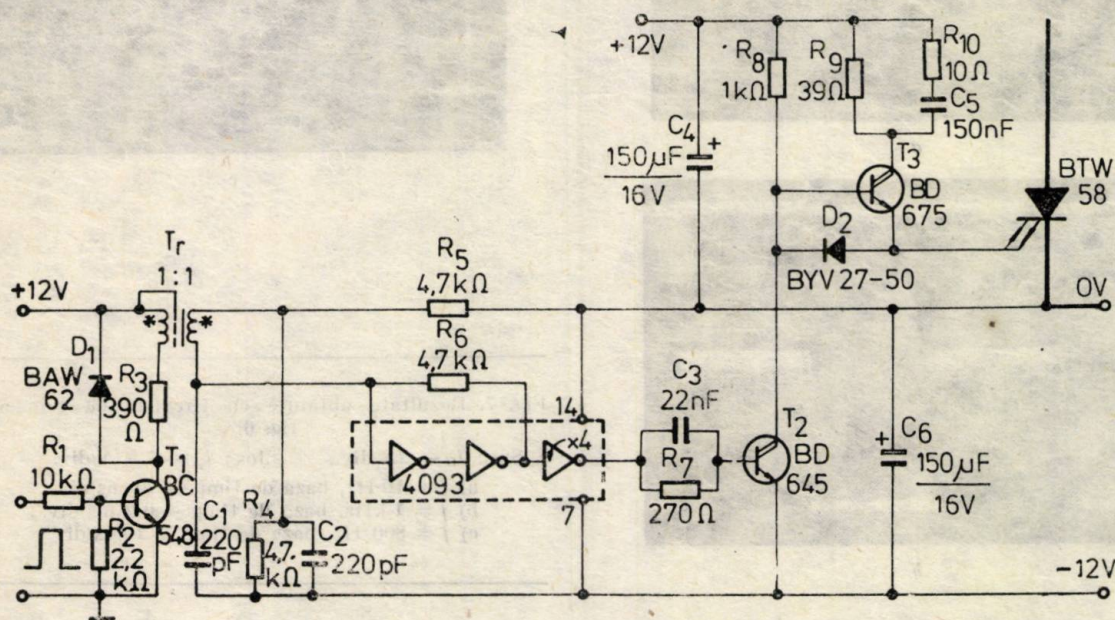


Fig. 6. Circuit de comandă cu separare galvanică pentru un tiristor GTO. Circuitul a fost folosit într-un invertor trifazat destinat acționării unui motor asincron de 1 kW.

umplere al undei dreptunghiulare variază în plaja 5%...50%, iar frecvența de comutație în domeniul 10 kHz...40 kHz.

Rezultatele obținute la comanda prin transformator de impulsuri sînt date în figura 5, b—c. În figura 6 este prezentat un circuit de comandă cu separare prin transformator, destinat aplicațiilor care reclamă variația frecvenței de comutație într-o plajă largă [5, 12]. Circuitul a fost proiectat pentru comanda unui invertor trifazat în punte destinat acționării unui motor asincron de 1 kW. Semnalul de comandă este separat printr-un transformator de mici dimensiuni cu inductivitate mică și capacitate între înfășurări redusă. Transformatorul are aici numai rolul de separare galvanică între partea de comandă și cea de putere; puterea necesară amorsării tiristorului, ca și cea consumată la blocarea sa, este luată din sursele de alimentare de $\pm 12 \text{ V}$, nu din transformatorul de impulsuri de la intrare. Costul crescut implicat de cele două alimentatoare separate ($+2 \dots +30 \text{ V}$ și respectiv cel de $\pm 12 \text{ V}$) nu este excesiv dacă se raportează la acela al dispozitivelor de comutație din invertor.

Inductivitatea transformatorului de separare a fost aleasă mică, motiv pentru care constanta de timp a primarului are valoarea de câteva μs . În consecință, tensiunea din secundar va fi derivată semnalului de intrare. Triggerul Schmit CMOS restaurează forma semnalului aplicat la

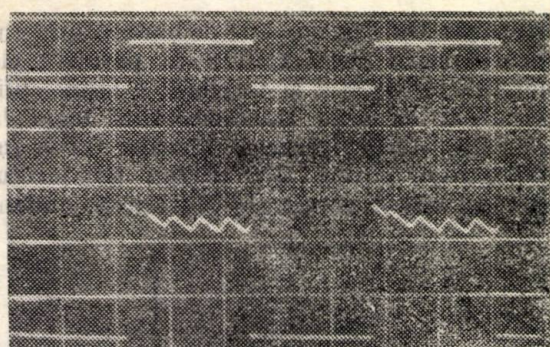
satorul de $100 \mu\text{F}$ de jos (recuperare). Cînd tranzistoarele legate la bara minus se blochează, începe să conducă Darlingtonul legat la bara plus și este amorsat tiristorul. Curentul I_{Gon} este fixat de rețeaua $39 \Omega - 10 \Omega - 150 \text{ nF}$.

Pentru invertorul trifazat au fost realizate șase circuite de comandă avînd schema din figura 6. Înainte de multiplicarea schemei, ea a fost testată la curenți mari și frecvențe înalte. Rezultatele obținute sînt date în figura 7 [5, 10], la frecvențe de lucru joase și înalte. Din cauza redresării monofazate folosite la măsurători, la curentul de 23 A comutat filtrajul cu 40 mF s-a dovedit insuficient, și peste unda dreptunghiulară a curentului anodic s-a suprapus brumul rețelei. Amplitudinea de peste 20 A a curentului anodic rezultă și din valoarea raportului I_{Geff}/I_{Gon} mare în fiecare dintre oscilograme.

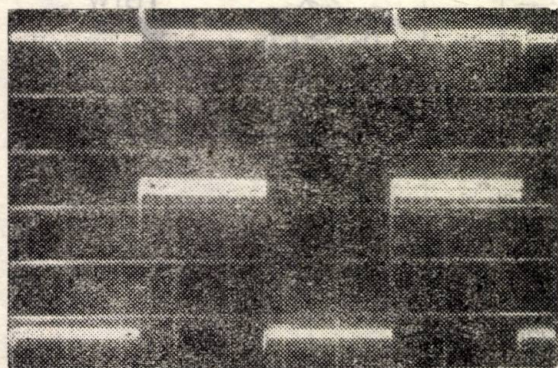
Circuitul prezentat (fig. 6) a fost folosit cu bune rezultate și la comanda tranzistoarelor bipolare de putere: 2N3442, BU607, SU169, BUY18S, BDY56 [10].

4. Circuitul de măsură

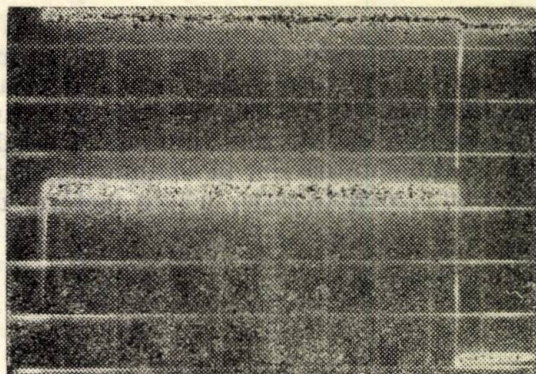
Circuitul de măsură folosit pentru obținerea oscilogramelor din figura 7 este prezentat în figura 8. Datorită curenților mari din circuitul de ieșire toate masele s-au adus în același punct.



a



b



c

Fig. 7. Rezultate obținute cu circuitul de comandă din fig. 6.

Sus: i_G — 2A/div., Jos: i_A — 7,5 A/div.

a) $f = 10$ Hz, baza de timp — 20 ms/div.;

b) $f = 1$ kHz, baza de timp — 0,2 ms/div.;

c) $f = 800$ Hz, baza de timp — 10 μ s/div.

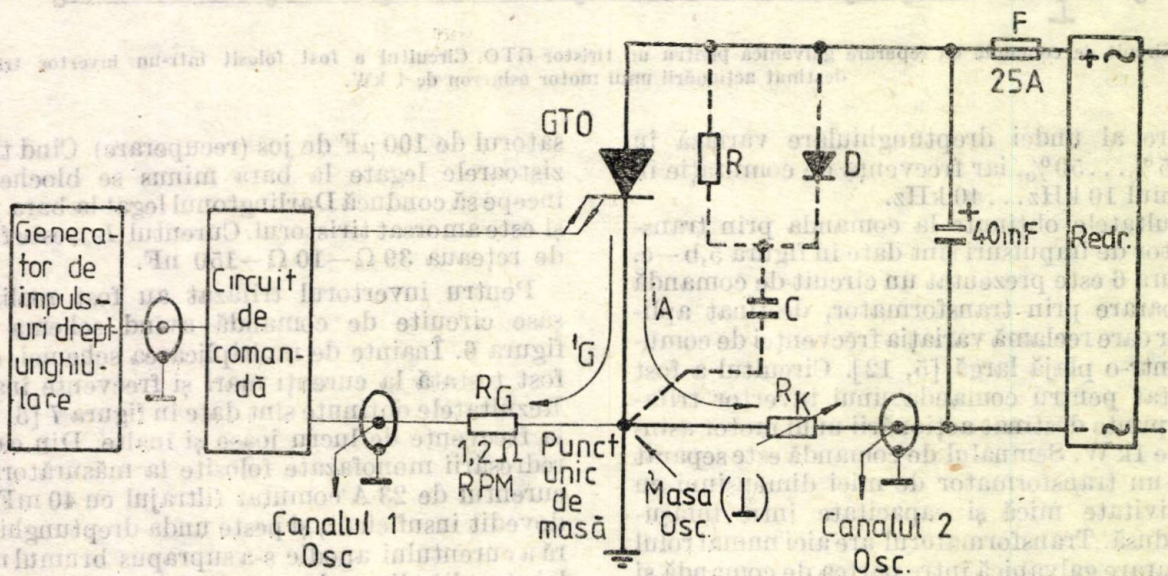


Fig. 8. Schema folosită pentru testarea circuitului de comandă din fig. 6.

Spre deosebire de tranzistoarele de putere, curenții de suprasarcină accidentală ai tiristoarelor GTO sînt mari, iar protecția prin fuzibil (rapid) este justificată în practică [1,6].

Circuitul snubber figurat cu linie întreruptă a fost utilizat numai cu sarcină inductivă [9, 10]. Pentru măsurarea timpilor de comutație cu osciloscopul, s-au utilizat rezistențe de sesizare neobinate și sonde cu terminale scurte.

La experimente au participat studenții: S. Mican, și A. Balási. [10].

Bibliografie

- [1] GTO — interruttore allo stato solido capace di sostituire in molte impieghi i tiristori e i transistori di commutazione. In Note di Applicazione 3: 'Interruttori statici e regolatori di potenza', Philips/Elcoma, 1982.
- [2] Second generation GTOs control three times the power. In Electronic Component News No. 6, 1984.
- [3] GTOs for PWM Control of AC Motors. Mullard Technical Publication, March 1984.
- [4] C. Solacolu, R. Măgureanu ș.a. Convertizoare statice de frecvență cu tiristoare cu stingere pe poartă (GTO) cu modulație în durată (PWM), comandate prin sistem microprocesor. In revista EEA nr. 2, București, 1985.

- [5] N. Palaghiță, E. Voiculescu. Variatoare de turatie pentru motoare asincrone realizate cu tiristoare GTO și tranzistoare de putere. Comunicată la Simpozionul de Mașini Electrice și Conversoare Statice, București, nov. 1985.
- [6] GTO: il vero interruttore allo stato solido per impieghi industriali. Esempi pratici di circuiti di comando del GTO. Note di applicazione Philips, 224.
- [7] BTV 58/...R — Schnelle asymmetrische GTO-Thyristoren. Catalog Valvo, 1984.
- [8] Ausschaltbarer Thyristor mit vielseitigen Einsatzmöglichkeiten. In Elektroanzeiger 20, Girardet-Essen 34 Jg./Okt. 1981.
- [9] E. Voiculescu. Comanda tiristoarelor cu stingere pe poartă. Comunicată la simpozionul ELECTROINF 1985 din Cluj-Napoca. Apărută cu titlul „Notă de aplicații: Circuite de comandă pentru tiristoare GTO” în Buletinul Științific nr. 28/1985 al Institutului Politehnic Cluj-Napoca.
- [10] E. Voiculescu, N. Palaghiță, S. Mică, Balăsi A. Rezultate obținute în comanda tiristoarelor cu blocare pe poartă. Comunicată la simpozionul ELECTROINF 1985. În Blt. Șt. nr. 28/1985 al I. P. Cluj-Napoca.
- [11] Due circuiti di comando per GTO. În revista Selezione di tecnica Radio TV Hifi Elettronica, nr. 6/1982.
- [12] Impiego del GTO in un sistema di controllo PWM della velocità dei motori in alternata. Note di applicazione Philips, nr. 237.

CZ 535.33 : 538.338.3

SPECTRU
DENSITATE SPECTRALĂ
BANDĂ DE FRECVENȚĂ

Caracterizarea spectrală a semnalului modulată FSK cu discontinuitate de fază controlată, utilizat în transmiterea de date prin sisteme de radiocomunicații mobile MF

IOAN CONSTANTIN*, MIRCEA IVANCIOVICI* — BUCUREȘTI

În scopul utilizării eficiente a canalelor de radiocomunicații mobile cu modulație de frecvență puse la dispoziția diferitelor servicii, există preocuparea creșterii ponderii legăturilor realizate prin intermediul transmisiunilor de date. În general viteza de transmisie este inferioară capacității canalului folosit ceea ce permite ca refacerea formei semnalului modulator la ieșirea din receptor să fie efectuată în condiții optime [1]. Discontinuitatea de fază controlată în sistemele de transmisiuni cu deplasare de frecvență (FSK) realizează corectarea formei de undă a semnalului de la ieșirea discriminatorului receptorului, apropiind-o de forma de undă a semnalului modulator [2].

În cele ce urmează va fi dată caracterizarea spectrală a semnalului modulată cu deplasare de frecvență (FSK—NRZ) cu discontinuitate de fază controlată prin intermediul densității spectrale a puterii [3], [4], [5]. Precizăm că literatura de specialitate [6], [7], nu pune la dispoziție relațiile de calcul în acest caz. Acest calcul este necesar pentru a justifica faptul că utilizarea discontinuității de fază controlată nu conduce la o sporire a lărgimii benzii de trecere în raport cu transmisiunea cu fază continuă.

Așa cum s-a arătat [6] în cazul semnalului modulator format dintr-o succesiune binară aleatoare, caracterizarea spectrală a semnalului FSK se face prin intermediul densității spectrale a puterii

$$W(\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{2}{NT} \langle |S_N(\omega)|^2 \rangle, \quad (1)$$

unde:

 T — durata unui simbol, $S_N(\omega)$ — transformata Fourier a semnalului $s(t)$ modulată în frecvență, la o realizare, trunchiat pe durata $[0, NT]$

$$S_N(\omega) = \int_0^{NT} s(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (2)$$

$\langle \rangle$ reprezintă media pe ansamblul realizărilor secvențelor. Semnalul modulată poate fi scris sub forma

$$s(t) = \begin{cases} U_0 \cos(\omega_1 t + \theta_n), & t \in [nT, (n+1)T], \\ \text{sau} \\ U_0 \cos(\omega_2 t + \theta_n), & n = 0, 1, 2, \dots, \end{cases} \quad (3)$$

unde alegerea se face cu egală probabilitate între cele două expresii pe fiecare interval T .

Dacă secvența binară este

$$a_0, a_1, a_2, \dots, a_n; a_i \in \{0, 1\}, \quad (4)$$

în care valorile „0” și „1” sint egal probabile, se asociază secvența

$$b_0, b_1, b_2, \dots, b_n; b_i = 2a_i - 1, b_i \in \{-1, 1\}. \quad (5)$$

Semnalul MF poate fi scris sub forma

$$s(t) = U_0 \cos B_n(t), \quad t \in [nT, (n+1)T], \quad (6)$$

unde

$$B_n(t) = \omega_0 t + b_n \Delta \omega (t - nT) + \varphi + \Delta \omega T \sum_{i=0}^{n-1} b_i + \Delta \varphi b_n, \quad (7)$$

* Institutul Politehnic — București.

$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$, reprezintă frecvența centrală,

$\Delta\omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}$, este deviația de frecvență;

$\Delta\varphi$ = valoarea saltului controlat de fază.

Forma expresiei (7) asigură discontinuitatea de fază controlată, adică

$$B_n(nT) - B_{n-1}(nT) = \Delta\varphi(b_n - b_{n-1}) = \pm 2\Delta\varphi. \quad (8)$$

Procedeu de calcul [6] utilizează mai întâi determinarea funcției de autocorelație, care este pereche Fourier cu densitatea spectrală căutată.

În acest caz se notează

$$E_L(t, \tau) = \langle s(t) s(t + \tau) \rangle \quad (9)$$

pentru

$$t \in [nT, (n+1)T], t + \tau \in [(n+k)T, (n+k+1)T]$$

și se calculează

$$\frac{2}{U_0^2} E_0(t, \tau) = \cos \omega_0 \tau \cos \Delta\omega \tau + \cos [2\omega_0 t + \omega_0 \tau + 2\varphi].$$

$$\cos \Delta\omega \left(2t + \tau - 2nT + \frac{2\Delta\varphi}{\Delta\omega} \right) \cos 2\Delta\omega T, \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \frac{2}{U_0^2} E_k(t, \tau) &= \cos \Delta\omega \left(t + \tau - nT - kT + \frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega} \right) \\ &\cos^{k-1} \Delta\omega T \left[\cos \omega_0 \tau \cos \Delta\omega \left(t - nT + T + \frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega} \right) + \cos (2\omega_0 t + \omega_0 \tau + 2\varphi) \cdot \cos \Delta\omega (t - nT + \right. \\ &\left. + T + \frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega}) \cos^n 2\Delta\omega T \right]. \quad (11) \end{aligned}$$

Funcția de autocorelație este:

$$R(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NT} \int_0^{NT} \langle s(t) s(t + \tau) \rangle dt; \quad (12)$$

pentru $\tau \in [0, T)$

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \frac{U_0^2}{4\Delta\omega T} [\Delta\omega(2T - \varphi) U \cos \Delta\omega \tau + \sin \Delta\omega \tau \cdot \\ &\cdot \cos 2\Delta\varphi \cos \omega_0 \tau, \quad (13) \end{aligned}$$

iar pentru $\tau \in [mT, (m+1)T], m \geq 1$

$$R(\tau) = \frac{U_0^2}{4\Delta\omega T} \cos \omega_0 \tau \cos^{m-1} \Delta\omega T \{ \Delta\omega T$$

$$\begin{aligned} &\cos \Delta\omega (\tau + T - mT) + \Delta\omega (\tau - mT) \sin \Delta\omega T \\ &\sin \Delta\omega (\tau - mT) + \sin \Delta\omega T \cos \Delta\omega (\tau - mT) \\ &\cos \Delta\varphi \}. \quad (14) \end{aligned}$$

Se constată că pentru $\Delta\varphi = 0$ se obțin relațiile cunoscute și prezentate în lucrarea [6].

Densitatea spectrală a puterii este:

$$W(\omega) = 4 \int_0^\infty R(\tau) \cos \omega \tau d\tau. \quad (15)$$

Pentru $\omega_0 \gg \Delta\omega$, $\omega_0 \gg \frac{2\pi}{T}$ și $\Delta\omega T \neq k\pi$ în domeniul frecvențelor pozitive cu notațiile

$$\Delta = \frac{\Delta\omega T}{\pi} \quad \text{și} \quad x = \frac{(\omega - \omega_0)T}{2\pi}$$

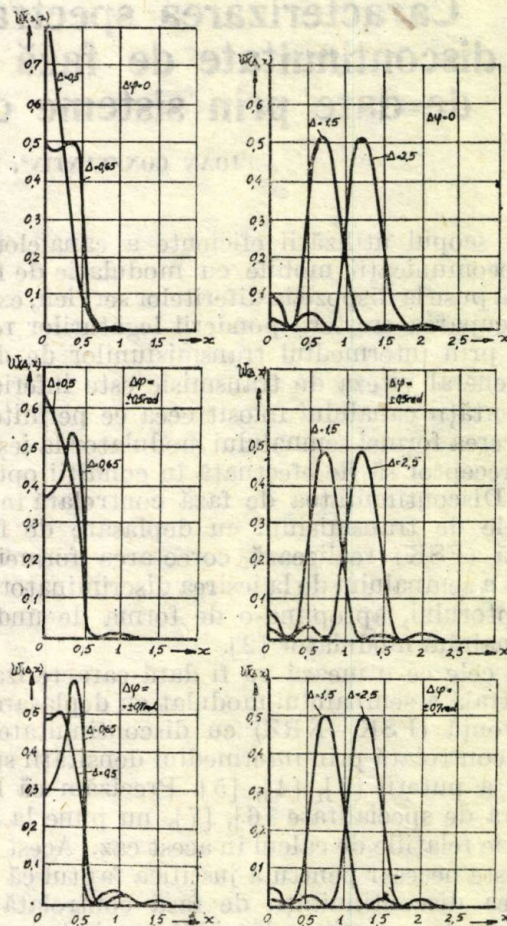


Fig. 1. Densitatea spectrală de putere a semnalului modulat FSK-NRZ cu o succesiune binară aleatoare.

se obține [pentru $\Delta \neq k$]

$$\begin{aligned} W(\Delta, x) &= \frac{2\Delta^2}{\pi^2} \frac{(\cos \pi \Delta - \cos 2\pi x)^2}{(4x^2 - \Delta^2)(1 - \\ &- 2 \cos 2\pi x \cos \pi \Delta + \cos^2 \pi \Delta)} \\ &\left[1 + \frac{\sin^2 \Delta\varphi}{\Delta^2} (4x^2 - \Delta^2) \right] \quad (16) \end{aligned}$$

Funcția $W(\Delta, x)$ este o funcție pară și a fost tabelată pentru $x \in [0, 2]$ cu pas 0,1, $\Delta[0,5 \div 2,5]$ și $\Delta\varphi \in [0; 0,5; 0,7 \text{ rad}]$, folosind un calculator M18. Se constată că pentru $\Delta > 1$ valoarea maximă a densității spectrale de putere

normate se obține pentru $x = \frac{\Delta}{2}$ și este apro-

ximativ egală cu 0,5. În cazul $\Delta\varphi \neq 0$ pentru $\Delta = 0,5$ și $\Delta = 0,65$ cea mai mare parte a energiei semnalului se află în intervalul $|x| = x_L = 0,7$, iar pentru $\Delta = 1,5$ și $\Delta = 2,5$ — în intervalul $|x| = x_L = 2,5$, valori similare și pentru cazul $\Delta\varphi = 0$.

În figura 1 au fost trasate graficele funcției $W(\Delta, x)$ pentru $\Delta\varphi = 0$ (continuitate de fază) și $\Delta\varphi = \pm 0,5 \text{ rad}$ și $\Delta\varphi = \pm 0,7 \text{ rad}$. S-a ales situația $\Delta\varphi = 0,5 \text{ rad}$, care corespunde pentru modelul liniar cu răspuns optim [2]. Din analiza graficelor se poate afirma că lărgimea benzii de frecvență ocupată de semnal este practic aceeași și în cazul transmisiunii cu discontinuitate de fază controlată ($\Delta\varphi \neq 0$) în comparație cu transmisiunea cu $\Delta\varphi = 0$, dacă $\Delta\varphi \leq 1 \text{ rad}$.

Concluzia ce se poate trage este că discontinuitatea de fază controlată poate fi folosită fără nici o restricție deoarece modificarea spectrului de putere este practic neglijabilă.

Bibliografie

- [1] Ivanciović, M. Detecția semnalelor cu modulație de frecvență în prezența perturbațiilor de nivel mare. Teză de doctorat, Institutul Politehnic București, 1982.
- [2] Constantin, I., Drăgulescu, M., Ivanciović, M. Sistem de transmisiune FSK cu discontinuitate de fază controlată. E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 3, sept. 1983, p. 110 — 115.
- [3] Papoulis, A. The Fourier Integral and Its Applications. Mc. Graw-Hill, New-York, 1962.
- [4] Cartianu, Gh. Modulația de frecvență. Editura Academiei RSR, București, 1966.
- [5] Lucky, R. W., Salz, T., Weldon, E. I. Principles of Data Communications, Mc. Graw-Hill, New-York, 1968.
- [6] Constantin, I., Drăgulescu, M., Ivanciović, M. Caracterizarea spectrală a semnalului modulat FSK utilizat în transmiterea informației de oră exactă. Cercetări în tehnologia electronică și fiabilitate. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
- [7] Anderson, R. R., Salz, J. Spectra of Digital F.M.B.S.T.J. July-Aug., 1965, p. 1165—1189.

CZ 517.43 :621.367

PRELUCRĂRI DE IMAGINI
OPERATORI PUNCTUALI
MEMORIE DE TABELARE

Transformări punctuale în prelucrările de imagini Implementări, aplicații

MIHAI DATCU*, DRAGOS LUCA* — BUCUREȘTI

1. Transformări punctuale

Într-un sistem de prelucrări de imagini operațiile se efectuează asupra unei cantități mari de date și sînt în general destul de complexe. Pentru a degreva procesorul central de diferite sarcini și deci a scurta timpul de execuție a programelor, sistemele de prelucrări de imagini conțin procesoare specializate care lucrează în paralel cu procesorul central. În cele ce urmează vom prezenta câteva modalități de utilizare a unui astfel de bloc hardware care realizează transformări punctuale.

Prin „transformare de imagine” [1] înțelegem aplicarea unui operator T asupra unei imagini A pentru a obține o nouă imagine B :

$$T(A) = B. \quad (1)$$

Transformările punctuale sînt un caz particular de transformări care depind doar de nivelul de gri (g) al punctului transformat și care se pot deci efectua punct cu punct:

$$f(g_A(x, y)) = g_B(x, y) \quad (2)$$

Operația descrisă mai sus poate fi efectuată de către un procesor central care citește fiecare punct al imaginii inițiale și îi rescrie nivelul de gri conform cu funcția programată de utilizator, dar această metodă consumă mult din timpul de lucru al procesorului și este lentă. Transformarea punctuală se poate realiza mai eficient interpunind o memorie, numită „memorie de tabelare” („look-up-table” — LUT) pe calea de date de la/spre memoria de imagine. În acest caz, datele reprezentînd nivelul de gri inițial vor intra codate pe k biți ca adrese în LUT, iar la ieșirea acestuia se va obține codat pe m biți nivelul de gri transformat în funcție de conținutul locației adresate (fig. 1). Dacă se dorește deci transformarea nivelului $g_i (i = 0, 2^k - 1)$ în nivelul $g_j (j = 0, 2^m - 1)$ se va scrie în memoria LUT la locația cu adresa g_i valoarea g_j .

2. Aplicații

2.1. Modificări ale scalei de gri

a). Fereastră de gri

Prin „fereastră de gri” se înțelege o transformare punctuală care selectează din totalitatea nivelelor de gri ale unei imagini doar nivelele de

* Institutul Politehnic — București

gri dintre două praguri g_L și g_H , restul nivelelor de gri fiind transformate în nivelul zero ($g_0 =$ = negru). Nivelele de gri între g_L și g_H pot fi păstrate neschimbate sau pot fi transformate toate în nivelul maxim g_{2^m-1} (g_{2^m-1} = alb). Facilitatea de fereastră de gri este utilă atunci cînd

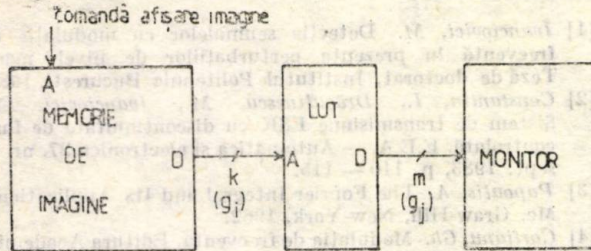


Fig. 1. Utilizarea memoriilor LUT la afișarea imaginilor.

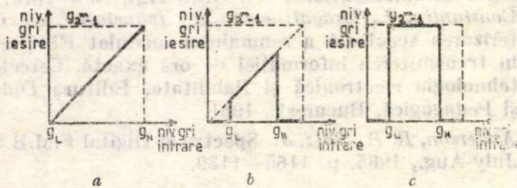


Fig. 2. Funcții de transfer ale transformărilor de tip „fereastră de gri”: a) transformarea identică, b) fereastră de gri cu păstrarea nivelelor selectate, c) fereastră de gri cu transformarea nivelelor selectate în g_{max} .

se dorește vizualizarea unor detalii care au nivelul de gri apropiat de cel al fundalului sau de cel al unor corpuri adiacente [2].

În figura 2 sînt prezentate funcțiile de transfer pentru transformarea identică și pentru cele două tipuri de fereastră de gri. Notînd v_i valoarea care trebuie înscrisă la locația cu adresa g_i rezultă,

— pentru transformarea identică:

$$v_i = g_i \quad (\forall \quad g_i \in [g_0, g_{2^m-1}]) \quad (3a)$$

— pentru fereastră de gri cu păstrarea nivelelor selectate:

$$v_i = \begin{cases} g_i & g_i \in [g_L, g_H] \\ 00 \dots 0 & g_i \notin [g_L, g_H] \end{cases} \quad (3b)$$

— pentru fereastră de gri cu transformarea nivelelor selectate în g_{max} :

$$v_i = \begin{cases} 11 \dots 1 & g_i \in [g_L, g_H] \\ 00 \dots 0 & g_i \notin [g_L, g_H] \end{cases} \quad (3c)$$

b). Egalizarea de histogramă

Imaginile cu contrast slab se caracterizează prin faptul că histograma nivelelor de gri conține un maxim pronunțat. Pentru a îmbunătăți contrastul imaginii este necesar ca maximumul respectiv să fie suprimat și punctelor imaginii să li se atribuie nivele de gri alese astfel încît repartitia după intensitate să fie uniformă. Această operație se numește egalizare de histogramă (fig. 3).

Problema egalizării de histogramă reprezintă de fapt problema găsirii unei transformări T între imaginea cu contrast slab și o nouă imagine care are histograma uniformă. Se demon-

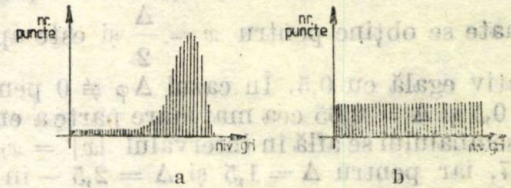


Fig. 3. Egalizarea de histogramă: a) histograma unei imagini cu contrast slab, b) histogramă egalizată.

strează ușor [3] că dacă domeniul nivelelor de gri g este continuu, transformarea T este dată de relația:

$$g_y = T(g_x) = \int_0^{g_x} p_x(s) ds \quad 0 \leq g_x \leq 1 \quad (4)$$

unde g_y este nivelul transformat, g_x este nivelul de gri inițial iar $p_x(g_x)$ este distribuția de probabilitate a nivelelor de gri pe imaginea originală (fig. 4). Prin trecerea în domeniul discret relația de mai sus devine:

$$g_j = T(g_i) = \sum_{k=0}^i p_x(g_k) = \sum_{k=0}^i \frac{n_k}{n} \quad (5)$$

$$0 \leq g_i \leq g_{2^m-1}$$

$$0 \leq g_j \leq g_{2^m-1}$$

unde n_k reprezintă numărul de puncte de pe imagine avînd nivelul de gri g_k iar n reprezintă numărul total de puncte de pe imagine.

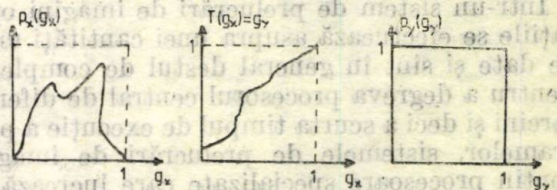


Fig. 4. Transformarea T care descrie egalizarea de histogramă.

Pentru realizarea egalizării de histogramă memoria LUT se înscris în conformitate cu relația (5): locația cu adresa g_i primește valoarea $v_i = T(g_i) = g_j$.

2.2. Pseudocolor

Deși sistemele de prelucrări de imagini pot afișa nuanțe de gri destul de fine ale imaginilor captate, ochiul uman distinge doar relativ puține dintre acestea (de obicei maximum 64), ceea ce reprezintă o limitare puternică în aplicațiile de precizie ridicată unde trebuie evidențiate detalii fine de nuanță. Pe o imagine color mulțimea nuanțelor care pot fi distinse de ochi este însă mult mai mare. De aceea este util să se

atribuie un set de culori nivelelor de gri de pe o imagine alb-negru (culori alese astfel încât nivelele de gri apropiate să poată fi distinse cit mai bine) și imaginea astfel obținută să fie afișată pe un monitor color. Această operație se numește generarea unei imagini pseudocolor.

Generarea imaginii pseudocolor reprezintă tot o transformare punctuală cu singura diferență că mulțimea valorilor funcției de transformare este reprezentată de o mulțime de nuanțe color și nu de o mulțime de nivele de gri. De aceea generarea unei imagini pseudocolor se poate realiza cu memorii LUT în care se vor scrie ponderile culorilor care sînt atribuite nivelelor de gri inițiale [4]. Cum semnalul TV color are trei componente R , G și B , sînt necesare trei memorii LUT (fig. 5) și vor exista trei transformări, cîte una pentru fiecare componentă :

$$R(x, y) = T_R(g(x, y)) \quad (6)$$

$$G(x, y) = T_G(g(x, y)) \quad (7)$$

$$B(x, y) = T_B(g(x, y)). \quad (8)$$

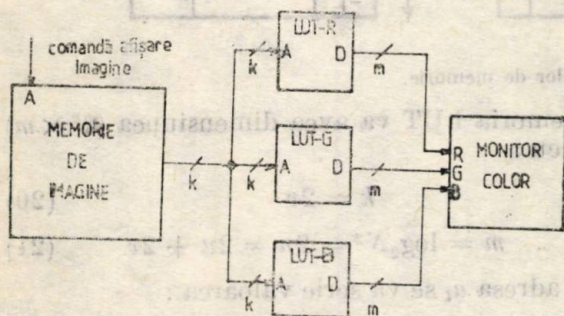


Fig. 5. Utilizarea memoriilor LUT la afișarea pseudocolor a imaginilor.

Aceste transformări duc o mulțime cu 2^k puncte într-o mulțime cu 2^{3m} puncte unde de obicei $2^{3m} \gg 2^k$. Utilizarea unei imagini pseudocolor permite deci o separare foarte bună a nivelelor de gri apropiate, dar pune problema alegerii optimele a setului de nuanțe color atribuite nivelelor de gri inițiale.

2.3. Alte aplicații

a). Selecția planelor de memorie

Memoria de imagine este organizată ca o matrice pătrată de dimensiune $(N \times N)$ puncte unde $N = 2^n$, avînd alocăți k biți/punct. Ea poate fi privită ca o succesiune de k plane de memorie de dimensiune $(N \times N \times 1)$ biți.

Deși de obicei toți cei k biți sînt utilizați pentru codarea nivelului de gri, în unele aplicații ei pot fi folosiți pentru memorarea în paralel a mai multor imagini cu mai puține nivele de gri. Este utilă pentru înregistrare/citire selecția unui grup mai mic din cele k plane de memorie. Această modalitate de selecție permite memorarea/redarea unei imagini cu 2^k nivele de gri/pixel sau a 2 imagini cu $2^{k/2}$ nivele de gri/pixel

etc, pînă la k imagini binare (cu 2 nivele de gri/pixel). Dacă de exemplu imaginile de intrare au fost prelucrate cu fereastră de gri, sau dacă aplicația nu necesită redarea unor nuanțe fine, utilizarea tuturor celor 2^k nivele nu este necesară și se preferă memorarea mai multor imagini în aceeași zonă de memorie. Aceste imagini pot fi disjuncte, pot reprezenta diferite aspecte ale aceleiași imagini, pot fi plane de grafică (desene, caractere alfanumerice) etc. Ele pot fi redade separat sau mixate în diferite moduri pe ecranul monitorului.

Selecția planelor de memorie reprezintă tot o transformare punctuală căci ea se poate efectua asupra fiecărui cuvînt din memoria de imagine în parte. Prezentăm în continuare cîteva din modalitățile de selecție și mixare a planelor de memorie precum și algoritmul de înregistrare a tabelului LUT în fiecare din cazuri (memoria LUT este de dimensiuni $2^k \times k$ biți). Acești algoritmi pot fi ușor generalizați pentru alte aplicații digitale în care este necesară obținerea eficientă a unor combinații de biți de memorie. Vom utiliza următoarele notații :

$$g_i = g_{i0}2^0 + g_{i1}2^1 + \dots + g_{ik}2^k \quad g_i \in \{0,1\}$$

$$j = \overline{0, k} \quad (9)$$

$$\alpha(i, j, l, k) = 0 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + \dots + g_{ij}2^{k-l+1} + g_{ij+1}2^{k-l+2} + \dots + g_{ij+l-1}2^k. \quad (10)$$

1. Selecția a l biți din cei k biți ai cuvîntului. Dacă dorim selecția biților $(g_{ij}, g_{ij+1}, \dots, g_{ij+l-1})$ ai cuvîntului g_i , memoria LUT se scrie la adresa g_i cu valoarea :

$$v_i = \alpha(i, j, l, k). \quad (11)$$

2. Suprapunerea a două imagini prin acoperire. (Rezultatul mixării a două nivele de gri este nivelul de gri cu valoare mai mare).

Dacă biții $(g_{ij}, g_{ij+1}, \dots, g_{ij+l-1})$ ai cuvîntului g_i aparțin primei imagini iar biții $(g_{is}, g_{is+1}, \dots, g_{is+l-1})$ ai cuvîntului g_t aparțin celei de a doua imagini, memoria LUT se scrie la adresa g_i cu valoarea :

$$v_i = \alpha(i, j, l, k) \vee \alpha(i, s, t, k), \quad (12)$$

unde operatorul „ $\vee$ ” simbolizează operația logică SAU care se efectuează bit cu bit.

3. Suprapunerea a două imagini prin transparență

(Rezultatul mixării a două nivele de gri este un nou nivel de gri care depinde în mod egal de valorile ambelor nivele de gri inițiale).

Dacă biții $(g_{ij}, g_{ij+1}, \dots, g_{ij+l-1})$ ai cuvîntului g_i aparțin primei imagini iar biții $(g_{is}, g_{is+1}, \dots, g_{is+l-1})$ ai cuvîntului g_t aparțin celei de a doua imagini, memoria LUT se scrie la adresa g_i cu valoarea :

$$v_i = \alpha(i, j, l, k-1) + \alpha(i, s, t, k-1). \quad (13)$$

Algoritmii prezentați nu sînt unici; ei pot fi modificați în diferite feluri funcție de calitatea subiectivă a imaginii.

b). Transformări punctuale în spațiul adreselor.

Sistemele de prelucrări de imagini necesită o cantitate mare de memorie, de obicei mult mai mare decît cea pe care o poate adresa direct un microprocesor obișnuit. De aceea memoria sistemului este organizată în pagini.

Paginarea memoriei reprezintă tot o transformare punctuală, dar o transformare în spațiul

și legătura dintre N , p și v este dată de relația :

$$N = 2^v \cdot p \quad (17)$$

sau

$$n = v + u. \quad (18)$$

Să presupunem că dorim să avem acces la pagina s ($0 \leq s \leq p^2 - 1$) unde :

$$s = s_0 2^0 + s_1 2^1 + \dots + s_{2u-1} 2^{2u-1} \quad s_j \in \{0,1\}.$$

$$j = \overline{0, 2u-1}. \quad (19)$$

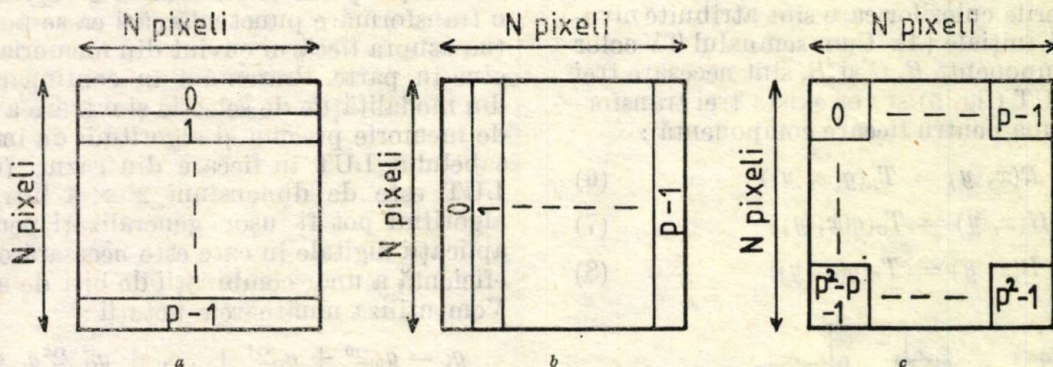


Fig. 6. Diferite forme ale paginilor de memorie.

adreselor : adresa a_i pe k biți devine adresa a_j pe m biți cu $m > k$. Utilizarea unei memorii LUT pentru transformări punctuale în spațiul adreselor permite deci în mod ușor și eficient paginarea memoriei sistemului dar și alte transformări care pot fi utile în diferite prelucrări. Se pot astfel crea pagini de memorie de diferite forme (fig. 6), operație utilă în prelucrările în care microprocesorul adresează doar o zonă relativ mică de memorie de imagine ; dacă zona respectivă este organizată ca o singură pagină se elimină operațiile necesare pentru schimbări de pagină în timpul prelucrării. De asemenea, utilizarea unor transformări punctuale în spațiul adreselor permite realizarea în timp real a unor rotații ale imaginii cu unghiuri multipli de $\pi/2$, operație utilă în cazul efectuării de transformări ortogonale asupra imaginii.

Pentru exemplificare vom prezenta modul de înscriere a memoriei LUT pentru realizarea paginării prezentate în fig. 6c).

Vom nota :

$$u = \log_2 p \quad (14)$$

$$n = \log_2 N \quad (15)$$

și vom presupune că fiecare pagină are o dimensiune de $2^{v_1} \times 2^{v_2}$ pixeli cu $v_1 = v_2 = v$ (situația $v_1 \neq v_2$ se tratează analog). În acest caz, în fiecare pagină, adresa a_i al punctului i este :

$$a_i = a_{i_0} 2^0 + a_{i_1} 2^1 + \dots + a_{i_{2v-1}} 2^{2v-1} \quad a_{i_j} \in \{0,1\} \\ j = \overline{0, 2v-1} \quad (16)$$

Memoria LUT va avea dimensiunea ($2^k \times m$) biți cu :

$$k = 2v \quad (20)$$

$$m = \log_2 N^2 = 2n = 2u + 2v \quad (21)$$

și la adresa a_i se va scrie valoarea :

$$v_i = a_{i_0} 2^0 + a_{i_1} 2^1 + \dots + a_{i_{2v-1}} 2^{2v-1} + s_0 2^v + \dots \\ \dots + s_{u-1} 2^{v+u-1} + a_{i_v} 2^{v+u} + a_{i_{v+1}} 2^{v+u+1} + \dots \\ \dots + a_{i_{2v-1}} 2^{2v+u-1} + s_u 2^{2v+u} + s_{u+1} 2^{2v+u+1} + \dots \\ \dots + s_{2u-1} 2^{2v+2u-1}. \quad (22)$$

Dacă în plus dorim ca fiecare pagină în parte să fie afișată transpusă (rotită cu $-\pi/2$), valoarea v_i va fi :

$$v_i = a_{i_v} 2^0 + a_{i_{v+1}} 2^1 + \dots + a_{i_{2v-1}} 2^{v-1} + s_0 2^v + \dots \\ \dots + s_{u-1} 2^{v+u-1} + a_{i_0} 2^{v+u} + \dots + a_{i_{v-1}} 2^{2v+u-1} + \\ + s_u 2^{2v+u} + s_{u+1} 2^{2v+u+1} + \dots + s_{2u-1} 2^{2v+2u-1}. \quad (23)$$

Alte cazuri de paginare a memoriei și alte tipuri de rotații ale imaginii se tratează analog.

3. Concluzii

Utilizarea memoriilor LUT pentru realizarea transformărilor punctuale în prelucrările de imagini prezintă, față de alte tehnici, următoarele avantaje majore :

1) rapiditate în realizarea transformării (memoria LUT fiind de dimensiuni mult mai mici

decît memoria de imagine, ea se poate rescrie foarte repede)

2) păstrarea imaginii originale (transformarea se realizează în afara memoriei de imagine)

3) posibilitatea de a utiliza aceeași memorie LUT pentru o gamă largă de aplicații (memoria LUT fiind de tip RAM, conținutul ei se poate modifica ușor).

Un bloc de transformări punctuale alcătuit din memorii LUT reprezintă un display de imagine cu posibilități multiple. El poate realiza în timp real orice transformare asupra nivelelor de gri ale imaginii (fereastră de gri, egalizare de histogramă, negativ etc.), diferite mixări și selecții ale planelor de memorie atît la intrarea cît și la ieșirea din memoria de imagine, generarea de imagini pseudocolor, rotații ale imaginii cu unghiuri multipli de $\pi/2$, paginarea dinamică a memoriei de imagine etc. Un astfel de bloc hardware a fost implementat pentru sistemul

de analiză automată digitală a imaginilor SAADI 1000, realizat de IPB, Catedra de Electronică Aplicată, în colaborare cu ICE [5].

Bibliografie

- [1] R. Zăciu — Asupra unor transformări aplicate în sistemele de prelucrare a imaginilor. Lucrările Simpozionului de Inteligență Artificială, 1983.
- [2] A. Rosenfeld, A. C. Kak — Digital Image Processing — Academic Press, 1976.
- [3] R. E. Woods, R. C. Gonzales — Real-Time Digital Image Enhancement. IEEE Proceedings, Vol. 69, No. 5, May 1981.
- [4] K. R. Slean Jr., Ch. M. Brown — Color Map Techniques — Comp. Graph. and Im. Proc., vol. 10, no. 4, August 1979.
- [5] V. Buzuloiu, M. Datcu, A. Gheorghe, R. Oprea, A. Zamfir, D. Miss, D. Coljue, D. Luca — Sistem de analiză automată digitală a imaginilor SAADI 1000 — CNETAC 1984.

CZ 621.316.7 :512.831

REGULATOARE NUMERICE
CALCULATOARE DE PROCES
CONDUCEREA PROCESELOR

Echipament cu microprocesor pentru sisteme distribuite de conducere

COSTICĂ NITU*, CONSTANTIN TOIA** GHEORGHE LUNGU** — BUCUREȘTI

Sistemele distribuite de conducere (SDC) sînt caracterizate printr-o ierarhizare pe mai multe nivele a funcțiilor de conducere ale unui proces tehnologic. Primul nivel al unui sistem distribuit de conducere are la bază mai multe regulatoare numerice multicanal, realizate cu microprocesoare și alte circuite integrate pe scară largă. Al doilea nivel este format dintr-un director de trafic a informațiilor pe o magistrală de comunicații între consola operatorului de proces și calculatorul electronic de mare capacitate. Structura unui sistem distribuit de conducere are o mare fiabilitate în funcționare datorită utilizării circuitelor integrate pe scară largă și datorită noilor concepții de proiectare ale sistemului, dintre care cele mai importante sînt:

— prin program, la diferite nivele, pe grupe de aparate sau separat pentru fiecare aparat sînt prevăzute autotestări (programe de autodiagnosticare). Programele de autodiagnosticare, modularizarea construcției aparatelor și introducerea unor regulatoare numerice multicanal de rezervă, care automat preiau funcțiile unui regulator defectat, măresc fiabilitatea în funcționare a sistemului distribuit;

— operatorul uman, atît de la consolă, cît și de la interfețele reguletoarelor numerice

multicanal, poate solicita orice informație privind desfășurarea procesului tehnologic, și poate interveni în procesul de conducere. Astfel operatorul poate introduce noi referințe pentru regulatoare, noi valori pentru parametrii de acordare, poate alege algoritmul de reglare corespunzător unei bucle de reglare etc;

— operatorul uman poate primi la cerere aprecieri globale privind funcționarea unui aparat, a unui sistem sau a unor sisteme de reglare interconectate. Pentru aceasta se folosesc programe speciale de informare, care într-un timp scurt și pe baza unor criterii eficiente, apreciază modul de funcționare a sistemului;

— regulatoarele numerice multicanal sînt prevăzute cu unități analogice convenționale de rezervă, de unde operatorul poate executa conducerea manuală a procesului ca și la sistemele analogice de automatizare.

În lucrare este prezentat un echipament cu microprocesor pentru introducerea-extragerea datelor la regulatoare numerice multicanal utilizate în cadrul sistemului distribuit de conducere a proceselor, care se află în stadiu de experimentare în vederea introducerii în exploatare la diverse procese tehnologice. Echipamentul prezentat, figura 1, cuprinde un bloc de comandă și configurare (BCO), o linie de comunicație serială (LC), și cîte o interfață IF_i la magistrala de comunicație paralelă (MC_i), la fiecare dintre

* Institutul Politehnic — București.

** Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Automatizări.

cele 16 regulatoare numerice multicanal RN (1—16) realizate pe baza folosirii microprocesoarelor.

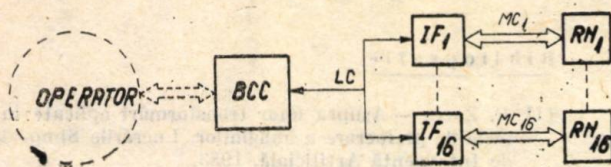


Fig. 1. — Conectarea blocului de comandă și configurare la regulatoare numerice multicanal.

a) Structura blocului de comandă și configurare

Interfața operatorului se poate monta atât în camerele de comandă, cât și în dulapul în care se găsește unul sau mai multe regulatoare multicanal. Deoarece într-un sistem distribuit de conducere a proceselor regulatoarele numerice sînt amplasate teritorial în procesul tehnologic automatizat, ca de exemplu în industria chimică, între acestea pot fi distanțe mari. Din acest motiv, interfața operatorului uman, care este cuplată la 16 regulatoare numerice multicanal, folosește o linie serială de comunicație. Comunicația în paralel se folosește la distanțe mici și în general la regulatoare numerice multicanal prevăzute cu interfețe proprii pentru operatorul uman.

În sistemele distribuite de conducere a proceselor interfața operatorului uman la mai multe regulatoare numerice multicanal are funcții complexe de introducere și de extragere a datelor din memoriile echipamentelor cu care este conectată prin intermediul liniei seriale de comunicație. Datorită complexității acestor funcții, interfața operatorului a fost denumită bloc de comandă și configurare, notată prescurtat BCC.

Pentru alegerea soluției de realizare a blocului de comandă și configurare se au în vedere două criterii principale. Primul criteriu se referă la asigurarea posibilității de extindere a funcțiilor tastaturii operatorului și a blocului de afișare. Al doilea criteriu impune ca informația solicitată de către operator sau introdusă de către acesta în blocul de comandă și configurare să fie prezentată într-o formă cât mai accesibilă pentru un personal cu pregătire medie.

Avînd în vedere criteriile enumerate, precum și condițiile ca echipamentul să fie cât mai simplu constructiv, ușor de manevrat și la un preț redus, pentru realizarea blocului de comandă și configurare s-a ales o soluție bazată pe utilizarea unui microprocesor de performanțe medii. Structura aleasă permite realizarea tuturor funcțiilor prin programul microprocesorului, asigurîndu-se îndeplinirea tuturor condițiilor de realizare a unui echipament deosebit de performant și cu mari posibilități de extindere a utilizării acestuia în conducerea proceselor.

Prin intermediul BCC, operatorul poate controla întreaga funcționare a 16 regulatoare numerice multicanal. De la fiecare regulator numeric, operatorul poate selecta o buclă de reglare (una din opt) și pentru fiecare buclă poate solicita afișarea valorii oricăror parametru de acordare, precum și mărimilor utilizate în algoritmi de conducere. Pe lângă funcțiile de informare a operatorului, BCC permite executarea de către operator a operațiilor de configurare a buclelor, adică introducerea valorilor parametrilor de acordare, fixarea algoritmilor de reglare pentru fiecare buclă, definirea interconexiunilor între buclele de reglare (reglare în cascadă sau simplă), alegerea algoritmilor de prelucrare primară a informațiilor de la traductoare și stabilirea regimului de funcționare a unei bucle (automat-manual-calculator).

Avînd în vedere complexitatea funcțiilor enumerate, blocul de comandă și configurare are o memorie RAM de capacitate medie și o memorie EPROM pentru setul de programe. Această soluție permite reducerea numărului de circuite de memorie a reguletoarelor, față de varianta introducerii programelor de lucru cu operatorul, în memoria fiecărui regulator numeric

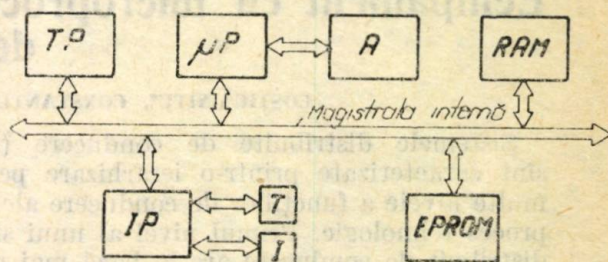


Fig. 2. — Structura blocului de comandă și configurare.

multicanal. Prin realizarea funcțiilor enumerate printr-un program în cadrul BCC se reduce timpul de calcul pentru microprocesoarele din regulatoarele numerice multicanal și deci se poate obține o durată de timp mai scurtă pentru perioada ciclului de funcționare, ceea ce permite utilizarea acestor regulatoare și pentru procese tehnologice definite de constante de timp mai mici.

Structura BCC, figura 2 cuprinde un microprocesor care pe o magistrală internă comunică cu memoriile RAM și EPROM, precum și cu o interfață programabilă IP, realizată cu circuitul 8279 și care este conectată la blocul de taste T și la blocul de afișare-indicare I. Magistrala internă de comunicație cuprinde liniile de adrese, date și comenzi. Blocul de comandă și configurare transmite informațiile la fiecare regulator numeric multicanal printr-o singură linie de comunicație serială. Deoarece cuvîntul transmis serial trebuie să conțină impulsuri de o anumită durată, precum și pentru diverse regimuri de așteptare a microprocesorului, se folosește un element programabil de timp TP.

Cuvîntul transmis serial conține mai mulți biți și care servesc pentru controlul transmisiei, pentru codul de recunoaștere-selectare a unui regulator numeric multicanal (unul din 16), precum și biți de stare, biți de adrese și biți de date. Prin alegerea microprocesorului Intel 8085 s-au folosit facilitățile acestuia de recepție-transmisie serială prin program. Impulsurile de pe linia serială trec prin elementul de formare și amplificare A , care este prevăzut cu fotocuplare pentru separare galvanică.

b) Structura interfeței regulatorului numeric multicanal

Pentru realizarea interfeței unui regulator numeric multicanal la o linie serială de comunicație se pot folosi trei metode :

- o interfață simplă în care toate operațiile de transmisie-recepție se execută direct de către microprocesorul din unitatea centrală a regulatorului numeric. Această metodă nu poate fi folosită decît în cazul unor regulatoare numerice specializate, unde microprocesorul are o rezervă de timp suficientă pentru executarea tuturor funcțiilor necesare pentru transmisia-recepția serială ;

- o interfață prevăzută cu un microprocesor propriu și care pe lîngă operațiile de transmisie-recepție serială poate executa și alte funcții auxiliare, degrevînd microprocesorul din unitatea centrală a regulatorului. Această metodă este mai simplă hard, dar relativ mai scumpă ;

- o interfață la care toate operațiile sînt executate de către automate de stare, folosind o memorie intermediară, la care are acces și, microprocesorul din unitatea centrală a regulatorului. Prin această metodă se folosesc relativ puține componente, este simplă, dar interfața nu poate prelua funcții pentru degrevarea microprocesorului din unitatea centrală a regulatorului numeric multicanal.

Avînd în vedere criteriile enumerate la descrierea fiecărei metode, pentru realizarea interfeței regulatorului numeric multicanal la linia de comunicație serială s-a ales metoda automatelor de stare.

Structura realizată pentru interfața regulatorului numeric multicanal la linia de comunicație serială, figura 3 cuprinde un amplificator de linie A cu fotocuplare, un registru R pentru memorarea mesajului recepționat sau necesar să fie transmis, un automat de stare AS_1 pentru controlul recepției-transmisiei, un automat de stare AS_2 pentru stabilirea regimurilor de funcționare ale interfeței și un element de cuplare EC la magistrala microprocesorului din regulatorul numeric multicanal.

Automatul de stare AS_1 care servește pentru controlul recepției-transmisiei, sesizează apariția codului regulatorului respectiv pe linia serială de comunicație și începe sau nu recepția, la care controlează starea fiecărui bit pe mijlocul

duratei de timp a fiecărui impuls, numără impulsurile recepționate și transmite automatului de stare AS_2 , informații privind începutul și sfîrșitul recepției sau transmisiei.

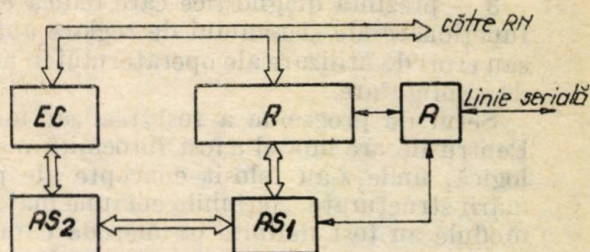


Fig. 3. — Structura interfeței regulatorului numeric la linia serială de comunicație.

Automatul de stare AS_2 stabilește regimurile de funcționare ale registrului R și ale elementului de amplificare A . În cazul cînd se realizează o recepție sau o transmisie serială, automatul de stare AS_2 stabilește registrul R în regim de deplasare dreapta. Cînd interfața intră în comunicație cu microprocesorul din regulatorul numeric multicanal prin intermediul magistralei paralele, atunci în urma comenzii de la elementul de cuplare EC , automatul de stare AS_2 comandă regimul de înscriere în paralel în registrul R sau citirea în paralel a mesajului recepționat pe linia serială și memorat în registrul R . Formarea cheii de transmisie către BCC precum și a biților de control din mesaj se poate face prin programul microprocesorului din regulator, dar pentru economie de timp de calcul a microprocesorului s-a adaptat o metodă hard, adică aceasta se realizează de către automatul de stare AS_2 . Acest automat fixează și modul de funcționare a elementului de amplificare A la linia de comunicație serială, atunci cînd se realizează o recepție sau o transmisie.

Din descrierea funcționării interfeței regulatorului la linia de comunicație serială rezultă că aceasta este de tip asincron, nefiind sincronizată cu ciclul de funcționare al microprocesorului din regulatorul numeric multicanal. Operatorul, prin intermediul echipamentului prezentat, poate acționa direct asupra microprocesorului din regulatorul numeric și poate modifica datele care sînt utilizate în programele acestuia. În plus operatorul poate primi informații privind diversele erori de utilizare a echipamentului sau erori care apar în execuția programelor microprocesorului datorită unor defecțiuni sau datorită unor date cu game de variație diferite de cele prevăzute prin program.

c) Structura sistemului de programe

Blocul de comandă și configurare conține un set de programe în limbaj de asamblare al microprocesorului INTEL 8085 realizat în concordanță cu cerințele impuse în funcționare.

Funcțiile realizate de echipament prin intermediul acestor programe sînt :

- 1 — permite operatorului să configureze parametrii pentru fiecare buclă;
- 2 — permite operatorului să selecteze și să afișeze parametrii fiecărei bucle de reglare;
- 3 — prezintă diagnostice care indică erori de funcționare ale sistemului de reglare automată sau erori de utilizare ale operatorului în procesul de configurare.

Setul de programe a fost realizat modular. Pentru fiecare modul a fost întocmită o schemă logică, unde s-au folosit concepte ale programării structurate. Acțiunile comune mai multor module au fost definite ca metodă care a dus la minimizarea volumului de memorie.

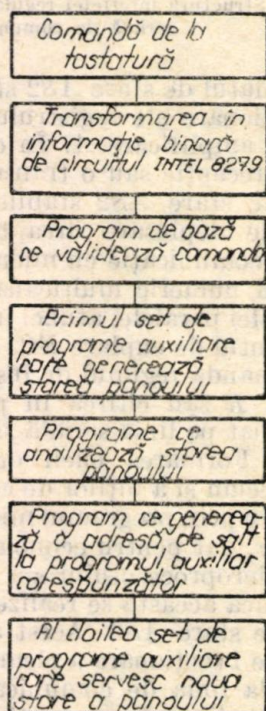


Fig. 4. — Organigrama sistemului de programe.

Setul de programe poate fi împărțit în două părți: programul de bază pe post de monitor al sistemului și programele auxiliare care au rolul de tratare a tastelor. Programul de bază face trecerea de la comenzile primite de la tastatură, la programele auxiliare care execută comanda și care rulează până la apariția unei noi comenzi de la tastatură, moment în care se reia rularea programului de bază. Acest mod de funcționare este prezentat în organigrama din figura 4. Starea la un moment dat se păstrează în memorie și se modifică funcție de noile comenzi primite de la tastatură. Programul nu ia în considerare comenzile incorecte (acționarea aceleiași taste, acționarea a două taste simultan). Setul de programe auxiliare execută propriu-zis ultima comandă dată de la tastatură. Algoritmul de funcționare este prezentat în organigrama din figura 5. Testul de comandă acceptată se face indirect, prin generarea sau negenerarea adresei de salt. Testul de comandă corectă

se face verificând dacă valoarea respectivă există sau nu în memoria regulatorului numeric operat. Dacă valoarea respectivă există, comanda

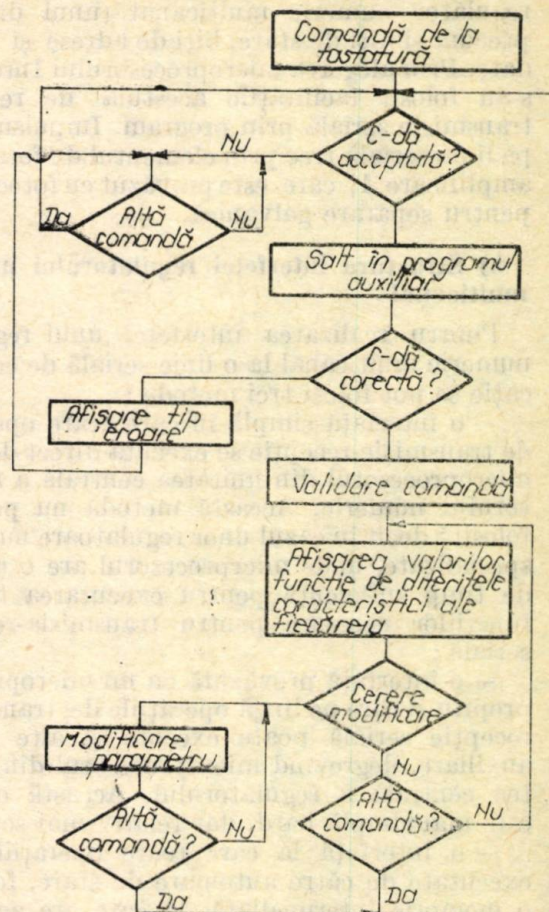


Fig. 5. — Organigrama setului de programe auxiliare.

este validată, se aprinde ledul de semnalizare corespunzător tastei apăsate și se afișează valoarea dorită.

Concluzii

Echipamentul cu microprocesor descris și destinat pentru sistemele distribuite de conducere a proceselor, permite realizarea comunicației dintre operator și mai multe regulatoare numerice multicanal, care au la bază microprocesoare. Acest echipament poate fi folosit și pentru realizarea unor comenzi numerice, caz în care interfața regulatorului comandă direct elemente de execuție sau de semnalizare.

Bibliografie

- [1] Nitu C. High reliability digital control systems, Proceedings RELECTRONIC-85, page 495—504, vol. II, Budapesta.
- [2] Călin S., Dumitrache I. Reglatoare automate. Calculul și construcția. EDP, 1986.
- [3] Nitu C. ș.a. Echipamente electrice și electronice de automatizare, EDP, 1983.
- [4] Dumitrache, I. Tehnica reglării automate. EDP, 1980.
- [5] Petrescu, A. Trandafir, M. Tepeș N., Calculatoare numerice. Îndrumar de laborator, IPB, 1976.
- [6] Călin S., Dumitrache I., Nitu C., Iorga V., Munteanu F., Dumitriu S. Reglarea numerică a proceselor tehnologice. Ed. Tehnică 1984.

Metodă de eliminare a erorilor la estimarea frecvențelor sinusoidelor

LIVIU TOMA* — TIMIȘOARA

1. Introducere

Estimarea frecvențelor sinusoidelor în zgomot are numeroase aplicații ceea ce a condus la elaborarea unor algoritmi ce vizează reducerea erorilor de estimare și a volumului de calcul [1], [2], [3]. Un astfel de algoritm constă în mărirea simulată a pasului de eșantionare [4]. Există posibilitatea ca această mărire să conducă la nerespectarea teoremei eșantionării, deci la erori. În această lucrare se arată în ce constau astfel de erori, numite „erori alias” în cazul unui proces format din sinusoidă și se prezintă o metodă de eliminare a acestor erori pe bază de informații apriori despre proces.

2. Erori numite „erori alias” la estimarea frecvențelor sinusoidelor

Se consideră o sinusoidă de frecvență oarecare f cuprinsă în intervalul

$$0 < f < f_{\max}. \quad (1)$$

Se pune problema de a determina o condiție pentru pasul de eșantionare Δt , astfel încât pentru orice sinusoidă de frecvență f cuprinsă în intervalul specificat de relația (1) să nu existe o altă sinusoidă din același interval de frecvență și cu aceleași eșantioane ca și f . În acest scop se scriu identitățile:

$$\sin[2\pi f n \Delta t + \varphi] = \sin\left[2\pi\left(f + \frac{K_1}{\Delta t}\right)n \Delta t + \varphi\right], \quad (2)$$

$$\sin[2\pi f n \Delta t + \varphi] = \sin\left[2\pi\left(\frac{K_2}{\Delta t} - f\right)n \Delta t - \varphi + \pi\right], \quad (3)$$

unde K_1 și K_2 sînt numere întregi. Relațiile (2) și (3) indică mulțimea frecvențelor sinusoidelor care au aceleași eșantioane ca și sinusoida de frecvență f , pentru Δt dat. Se pune condiția ca aceste frecvențe să aparțină intervalului de frecvență $(0 \dots f_{\max})$

$$0 < f + \frac{K_1}{\Delta t} < f_{\max}, \quad (4)$$

$$0 < \frac{K_2}{\Delta t} - f < f_{\max}. \quad (5)$$

Prin transformări elementare rezultă

$$-f\Delta t < K_1 < (f_{\max} - f)\Delta t \quad (6)$$

$$f\Delta t < K_2 < (f_{\max} + f)\Delta t. \quad (7)$$

Se consideră limitele cele mai largi pentru K_1 și K_2 , avînd în vedere relația (1), rezultă:

$$-f_{\max}\Delta t < K_1 < f_{\max}\Delta t, \quad (8)$$

$$0 < K_2 < 2f_{\max}\Delta t. \quad (9)$$

Pentru ca oricărei sinusoidă de frecvență f cuprinsă în intervalul specificat de relația (1) să nu îi corespundă o altă sinusoidă din același interval de frecvență și cu aceleași eșantioane, trebuie ca pentru K_1 să se obțină din relația (8) numai valoarea nulă și pentru K_2 să nu se obțină din relația (9) nici o valoare. Astfel, din relațiile (8) și (9), rezultă

$$f_{\max}\Delta t < 1, \quad (10)$$

$$2f_{\max}\Delta t < 1. \quad (11)$$

Condiția (11) este mai restrictivă decît (10) și reprezintă limita impusă pasului de eșantionare pentru problema enunțată

$$\Delta t < \frac{1}{2f_{\max}}. \quad (12)$$

Relația (12) exprimă teorema eșantionării [5], [6], rezultată din condiția ca în intervalul de frecvență $(0 \dots f_{\max})$ să nu existe sinusoidă cu aceleași eșantioane, deci care să se confunde.

Din cele de mai sus rezultă că în cazul în care pasul de eșantionare nu satisface relația (12), apar erori numite „erori alias”, care constau în amestecul sinusoidelor cu frecvențe corelate conform relațiilor (2) și (3) și care nu pot fi separate. Dacă procesul compus din sinusoidă nu conține frecvențe corelate conform relațiilor (2) și (3), „erorile alias” se manifestă prin nedeterminarea valorilor pentru K_1 sau K_2 și pot fi eliminate. În cele ce urmează se prezintă o metodă aplicabilă în acest caz, care permite calculul valorilor pentru K_1 sau K_2 , pe baza unor informații apriori despre procesul compus din sinusoidă.

* Institutul Politehnic — Timișoara,

3. Metodă de eliminare a „erorilor alias” pe bază de informații apriori despre procesul compus din sinusoidale

Se consideră cazul în care pasul de eșantionare Δt nu satisface condiția limită impusă de teorema eșantionării, adică pentru o sinusoidă de frecvență reală f_r conținută de proces se obține

$$f_r > \frac{1}{2t}. \quad (13)$$

De asemenea se consideră dată informația apriori asupra frecvenței f_r sub forma

$$I < 2f_r \Delta t < I + 1, \quad (14)$$

unde I este un număr întreg și $I > 0$. Pentru $I = 0$ se respectă teorema eșantionării.

Prin utilizarea unei metode de estimare a frecvențelor sinusoidelor conținute de proces [1] [2], [3], [4] se obține frecvența f_e , corespunzătoare frecvenței reale f_r , pentru care

$$0 < 2f_e \Delta t < 1. \quad (15)$$

Din relațiile (2) și (3) rezultă că frecvența f_r se poate obține în funcție de f_e din una dintre relațiile

$$f_r = \frac{K_1}{\Delta t} + f_e, \quad (16)$$

$$f_r = \frac{K_2}{\Delta t} - f_e. \quad (17)$$

Se pune problema determinării valorii K_1 sau K_2 pe baza informației apriori dată prin relația (14). Rezultă astfel posibilitatea determinării frecvenței reale f_r în funcție de frecvența estimată f_e și de K_1 sau K_2 .

În acest scop se scriu relațiile (16) și (17) sub forma

$$2K_1 = 2f_r \Delta t - 2f_e \Delta t, \quad (18)$$

$$2K_2 = 2f_r \Delta t + 2f_e \Delta t. \quad (19)$$

Din relațiile (14), (15), (18) și (19) rezultă

$$I - 1 < 2K_1 < I + 1, \quad (20)$$

$$I < 2K_2 < I + 2, \quad (21)$$

Se obține

$$K_1 = I/2, \text{ pentru } I \text{ par} \quad (22)$$

$$K_2 = (I + 1)/2, \text{ pentru } I \text{ impar}. \quad (23)$$

Din cele prezentate rezultă că metoda de eliminare a „erorilor alias” pe bază de informații apriori constă în :

— pentru $I = \text{întreg}$ ($2f_r \Delta t = \text{par}$), se calculează K_1 cu relația (22) și frecvența reală cu relația (16).

— pentru $I = \text{întreg}$ ($2f_r \Delta t = \text{impar}$), se calculează K_2 cu relația (23) și frecvența reală cu relația (17).

4. Concluzii

Pentru un proces format din sinusoidale care nu conține frecvențe corelate conform relațiilor (2) și (3), „erorile alias” pot fi eliminate. Pentru aceasta sînt necesare informații apriori despre frecvențele reale f_r ale sinusoidelor, astfel încît să se poată determina corect partea întreagă a mărimii ($2f_r \Delta t$), unde Δt reprezintă pasul de eșantionare.

Bibliografie

- [1] Y. T. Chan, J.M.M. Lavoie, and J. B. Plant, A parameter estimation approach to estimation of frequencies of sinusoids, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-29, pp. 214—219, Apr. 1981.
- [2] D. W. Tufts and R. Kumaresan, Singular value decomposition and improved frequency estimation using linear prediction, IEEE Trans Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-30, pp. 671—675, Aug. 1982.
- [3] S. M. Kay, Accurate Frequency estimation at low signal-to-noise ratio, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-32 pp. 540—547, June 1984.
- [4] L. Toma, Contribuții la metodele de analiză spectrală. Teză de doctorat, 1984.
- [5] S. D. Stearns, Digital Signal Analysis. Hayden Book Company, Inc., New Jersey, 1975.
- [6] E. Pop și V. Stoica, Principii și metode de măsurare numerică, Editura Facla, 1977.

CZ 681.62 :512.831

IMPRIMARE MATRICEALĂ CU IMPACT
CAP DE IMPRIMARE
VITEZĂ DE IMPRIMARE
CALITATE DE IMPRIMARE

Considerații asupra evoluției imprimantelor matriceale cu impact

DAN GÂRLĂȘU* — BUCUREȘTI

Introducere

În aplicațiile comerciale tipice ale imprimantelor, viteza și calitatea constituie factori esențiali. În ultimii ani, tehnologia imprimării matriceale prin impact a devenit foarte răspândită datorită permanentei îmbunătățiri a celor doi parametri amintiți mai sus, în concordanță cu scăderea continuă a prețurilor acestor produse.

Progresele tehnice au adus imprimantele matriceale cu impact capabile să imprime 100 caractere pe secundă (CPS) de la un preț de 3500 \$ la situația actuală în care o imprimantă de 200 CPS costă sub 1000 \$. Aceasta reprezintă o îmbunătățire de 7 la 1 a raportului cost/performanțe.

Se pune imediat problema limitei superioare până la care pot fi îmbunătățite performanțele imprimantelor matriceale cu impact, care sînt factorii care limitează creșterea vitezei și care sînt soluțiile cele mai eficiente privind rezolvarea ecuației viteză/calitate/preț.

matriceal. Pentru înțelegerea parametrilor care îi limitează performanțele, considerăm necesară o scurtă descriere a funcționării sale.

1.1. Principiu de funcționare

Capul de imprimare este format dintr-un anumit număr de solenoizi care acționează ace dispuse pe una sau mai multe coloane. O diagramă simplificată a unui solenoid de ac de imprimare este prezentată în figura 1. Cînd se aplică tensiune înfășurării solenoidului, curentul care ia naștere creează un cîmp magnetic între miez și armătură. Acest cîmp magnetic generează o forță care atrage armătura spre miez, efectul fiind accelerarea acului de imprimare spre hîrtie și contrasuportul de imprimare (platen). Cînd armătura s-a rotit suficient ca să închidă fanta dintre ea și miezul bobinei, își oprește mișcarea.

În cazul unui cap de imprimare balistic, odată armătura oprită, acul de imprimare este liber să își continue cursa lovind banda tușată

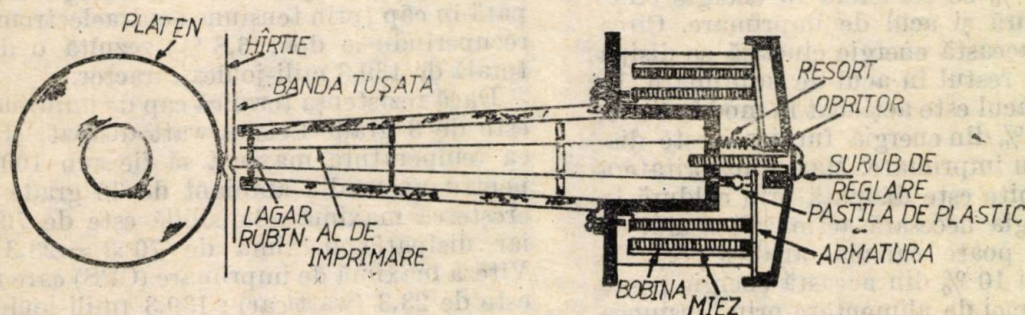


Fig. 1. Secțiune printr-un cap de imprimare balistic.

Prezentarea chestiunilor enunțate și a unor eventuale căi de soluționare constituie subiectul lucrării de față, avînd în vedere preocupările unor colective din RCD, FCE, FEPER în proiectarea și fabricarea echipamentelor de imprimare și a unor subansamble aferente.

1. Capul de imprimare matriceal. Funcționare și limitări

Elementul esențial al imprimantei matriceale cu impact, care transferă cerneala de la banda tușată la hîrtie se numește cap de imprimare

și presind-o contra hîrtiei și platenului. Dacă vîrfurile acului lovește ansamblul hîrtie/platen în timp ce armătura este încă în contact cu acul de imprimare, modul de tipărire se numește „prin strivire” (crush), adică acul este strivit între platen și armătură. Contactul dintre acul de imprimare și hîrtie/platen este menținut pentru o scurtă perioadă de timp în care cerneala este transferată hîrtiei prin capilaritate, sub presiunea acului de imprimare. După impact, acul de imprimare revine înapoi la poziția inițială unde îi este necesar un timp de repaus înainte de o nouă acționare,

* ROM CONTROL DATA — București.

1.2. Forța de imprimare

Pentru transferul cernelii de la banda tușată la hirtie este necesară aplicarea unei forțe. Această forță depinde de mai multe variabile printre care tipul de cerneală și panglică, tipul de platen (oțel, aluminiu, cauciuc) și tipul și calitatea hirtiei. În plus, forța minimă necesară imprimării depinde de numărul de copii ce trebuie imprimat. În sfârșit, contează durata pe care se aplică această forță. Măsurătorile experimentale efectuate pe ace de imprimare cu diametrul de 14—15 miimi de inch (mils) operând în mod balistic au arătat că forța minimă impact este în jur de 2,2 lb. (7,6 newton) pentru o durată a interacțiunii de 20 microsecunde. Această cifră poate fi redusă sau mărită în raport cu aria secțiunii acului de imprimare. O reducere a diametrului acului de la 14 la 12 mils va reduce forța necesară la 1,5 lb. Scăderea grosimii acului — binevenită în cazul imprimării în modul „near letter quality” (NLQ), [1] — ridică însă următoarele probleme: masa descrește cu pătratul diametrului reducând forța de impact; rigiditatea acului descrește cu puterea a patra a diametrului; fricțiunea în lagăre devine critică.

1.3. Distribuția energiei

Unul din cele mai mari dezavantaje ale capului de imprimare matriceal îl constituie randamentul său de numai 1 până la 3 %. Aceasta înseamnă că din toată energia transferată de sursa de alimentare solenoidului doar un procent de 1 — 3 % se transferă în energie cinetică în armătură și acul de imprimare. Circa jumătate din această energie cinetică se disipă în armătură și restul în acul de imprimare. În acest fel, cînd acul este acționat în mod balistic, doar 0,5 — 1,5 % din energia furnizată este disponibilă pentru imprimare. Marea majoritate a energiei absorbite este disipată prin căldură în solenoid. Energia necesară acționării acului de imprimare se poate calcula analitic [2]. De notat că numai 10 % din această energie poate fi returnată sursei de alimentare prin tensiunea contraelectromotoare a inductanței solenoidului după dispariția cîmpului inductor.

1.4. Frecvența de imprimare

Frecvența reală la care capul de imprimare poate produce caractere este una din cele mai disputate și mai puțin înțelese performanțe. Ea este deseori specificată prin numărul maxim de caractere imprimabile pe secundă (CPS), sau mai riguros, prin frecvența maximă de acționare a unui ac, exprimată în Hz. Există patru limitări fundamentale ale vitezei pentru orice cap de imprimare. În plus, apar mai multe limitări legate de fiecare tip de imprimantă în parte.

Prima limitare o constituie o combinație între frecvența maximă cu care poate fi acționat capul și matricea de puncte cu care se for-

mează caracterele. Presupunind că matricea caracter conține 12 coloane (3 coloane intercaracter și 9 coloane utile), frecvența maximă a capului este de 1000 Hz (dar același ac nu poate fi acționat în două coloane consecutive, ceea ce echivalează cu 6 puncte într-o celulă caracter) rezultă o viteză de imprimare în caractere/secundă (CPS) de 1000 (col/s) : 6 (col/car) = 167 (CPS). Această valoare se corelează perfect cu o viteză a căruciorului care deplasează capul de imprimare de 16,7 in/s la o densitate orizontală standard de 10 caracter/inch. Într-adevăr, $16,7 \text{ (in/s)} \times 10 \text{ (car/inch)} = 167 \text{ (CPS)}$.

Dacă se folosește o matrice mai rară, de 7 coloane/caracter, pentru aceeași frecvență a capului rezultă o viteză de 1000 (col/s) : [5] (col/car) = 200 (CPS). Concluzia este că viteza de imprimare este invers proporțională cu calitatea imprimării. Cu cît matricea este mai rară, cu atît crește viteza deoarece scade numărul de puncte/caracter la această frecvență de acționare a acelor, dar și caracterele generate sînt mai greu lizibile.

A doua limitare este determinată de caracteristicile termice ale capului de imprimare și eficiența sa. Știind că un cap de imprimare consumă 11,5 mili-joules pentru acționarea fiecărui solenoid, în cazul unei matrici 7×9 la care pentru formarea unui caracter sînt necesare în medie 13 puncte, energia medie/caracter este de $13 \times 11,5 = 149,5$ mili-joules. Avînd în vedere că 93,2 % din această energie este disipată în cap (prin tensiune contraelectromotoare recuperîndu-se doar 6,8 %) rezultă o disipare totală de 139,3 mili-joules/caracter.

Dacă rezistența termică cap de imprimare/aer este de 3 grade Celsius/watt disipat, și dorim ca temperatura maximă să fie sub 100 grade pentru un mediu ambiant de 30 grade atunci creșterea maximă admisibilă este de 70 grade iar disipația maximă de $70 : 3 = 23,3$ watt. Viteza maximă de imprimare (CPS) care rezultă este de $23,3 \text{ (watt/car)} : 139,3 \text{ (mili-joules/s)} = 167 \text{ (CPS)}$.

Presupunînd că se folosește acest cap pe o mașină care în cazul cel mai defavorabil consumă 10 % din timpul de imprimare pentru avansul hirtiei iar textul imprimat este în limba engleză în care apare în medie un spațiu la fiecare 6 caractere, atunci capul de imprimare poate fi acționat cu o frecvență de 26 % mai mare decît 167 CPS, fie 210 CPS, însă în regim de capacitate termică maximă.

Cea de-a treia limitare, și una la care de obicei producătorii fac reclamă, este frecvența maximă de acționare. Există de fapt două aspecte ale acestei limitări și le vom analiza pe fiecare separat. Trebuie luat în considerare faptul că atunci cînd capul de imprimare este activat, acul trebuie să străbată o anumită distanță înainte de a lovi platenul. Acul trebuie

de asemenea să parcurgă aceeași distanță înapoi spre poziția de repaus. Aceste deplasări necesită un interval de timp proporțional cu spațiul parcurs. Prin urmare, mărimea cursei acului (distanța cap-platen) constituie o limitare a vitezei de imprimare. După ce acul a revenit în poziția de repaus, ca urmare a impactului, el mai dispune încă de energie cinetică ce va trebui disipată înainte ca acul să poată fi reactivat în condiții de siguranță. Timpul de repaus constituie o altă limitare a vitezei de imprimare. Deși nu există standarde industriale pentru specificarea vitezei de acționare a acelor, este evident că nici o informație de catalog nu are semnificație reală fără precizarea circuitului electronic folosit la măsurători precum și a cursei acului între poziția de repaus și platen. Desigur specificarea frecvenței de acționare nu are sens dacă forța de impact nu este suficientă pentru impresionarea hirtiei, iar 2,2 lbs (7,6 N) reprezintă o valoare general acceptată pentru forța de impact a unui ac de 14–15 mils diametru.

Cea de-a patra limitare a frecvenței de acționare a acului de imprimare o constituie circuitul electronic de acționare (driver). Așa cum am menționat anterior, capul de imprimare și driverul trebuie considerate împreună atunci când se fac evaluări de performanțe. Indiferent de tipul de driver folosit, înainte de aplicarea tensiunii, curentul în solenoid este zero. După aplicarea tensiunii, există o perioadă de creștere rapidă a curentului în înfășurarea solenoidului. Pe timpul cât se înregistrează această creștere apar curenți turbionari în miezul bobinei (solenoidul poate fi considerat ca un transformator în care spirele înfășurării reprezintă primarul iar miezul constituie secundarul cu o singură spirală în scurtcircuit și o rezistență de aproximativ 1 mili-ohm). Până în momentul în care 1) curentul prin bobină atinge valoarea de palier în cazul utilizării unui driver de curent constant, sau 2) tensiunea de acționare este decuplată în cazul unui driver de tensiune, sau 3) acțiunea de chopare începe, în cazul unui driver în comutație, sau 4) miezul se saturează cu flux magnetic, nu va avea loc nici o mișcare a acului de imprimare. Timpul necesar îndeplinirii uneia din cele patru condiții enumerate trebuie adunat la timpul de zbor și la timpul de repaus atunci când se calculează frecvența de acționare a capului. Timpul necesar creșterii curentului până la o valoare fixă se calculează cu formula $T = L \times I : E$, unde T = timpul; L = inductanța bobinei; I = curentul maxim; E = tensiunea de alimentare. Conform acestei relații, dacă se dublează tensiunea de alimentare, timpul inițial de întârziere poate fi redus la jumătate. Pe un caz concret, o creștere cu 18 % a frecvenței de acționare a acului a fost realizată dublând tensiunea de alimentare de la 36 la 72 volți. Evident, această modalitate de sporire a vitezei este neeficientă.

2. Soluții pentru creșterea vitezei de imprimare

O simplă privire asupra cauzelor care limitează viteza de imprimare duce la concluzia că o creștere intrinsecă a frecvenței de acționare a acelor de imprimare la valori spectaculoase (peste 2000 Hz) este foarte greu de realizat pentru un raport preț/performanțe bun. Eforturile actuale de proiectare se concentrează pe controlul precis și riguros al procedeelor de fabricație. Eforturile viitoare se vor focaliza pe optimizarea distanței cap-platen, a distribuției de masă, a randamentului magnetic.

O soluție alternativă originală se bazează pe conceptul „energii înmagazinate” (stored energy), a unui resort comprimat cu ajutorul unui magnet permanent [3]. Activarea solenoidului întrerupe sau anulează câmpul magnetic care menține resortul comprimat (fig. 2). Acesta este solidar cu acul de imprimare. Odată elibe-

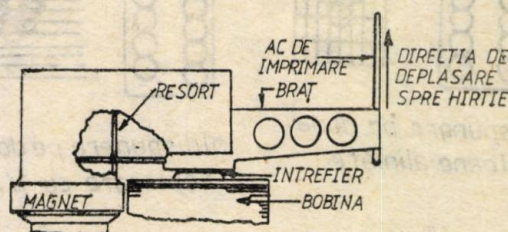


Fig. 2. Cap de imprimare cu energie înmagazinată.

rat, resortul împinge acul spre platen. În timp ce resortul și acul se deplasează încă spre hirtie, impulsul de acționare se stinge lăsând magnetului permanent să retragă capul la poziția sa inițială.

Dintre avantajele remarcabile ale capului matriceal cu energie înmagazinată, amintim: frecvența ridicată de lucru (3000 Hz) și putere absorbită relativ redusă pentru acționarea acelor. Datorită complexității sale (este format din magnet permanent, bobina de eliberare, resort, ac de imprimare, sistem de recuperare) acest cap este rar și în general nu se comercializează ca piesă individuală (Florida Data care realizează 600 CPS cu un cap de 3000 Hz nu vinde această componentă decît în imprimantele pe care le produce).

Proiectarea acului de acționare la acest tip de cap de imprimare matriceal constituie o știință în sine. Forța de imprimare necesită un arc cu o frecvență ridicată de lucru, în timp ce revenirea la poziția de echilibru ar trebui să se facă la viteză aproximativ zero, ceea ce implică o frecvență joasă.

Metoda cel mai des practică pentru creșterea randamentului oricărui tip de imprimantă îl reprezintă sporirea numărului de elemente de imprimare. Acest lucru poate fi realizat prin una din următoarele configurații.

Cel mai cunoscut proiect de cap de imprimare cu mai mult de 9 ace implementează 18 ace în două coloane verticale de câte 9. Aceste coloane

sint distanțate la aproximativ 0,04 inch și acele respective sint aliniate orizontal (fig. 3a). Aplicația principală o constituie o viteză mai mare pentru text folosind matrici de 7×9 sau 9×9 . Pentru maximizarea avantajului acestei configurații viteza de deplasare a căruciorului trebuie dublată.

În acest caz, sursa de alimentare trebuie redimensionată cu aproximativ 60 % pentru a face

față driverului celei de-a doua coloane de ace și creșterii vitezei motorului.

Un alt proiect de cap cu 18 ace foarte răspîndit folosește două coloane verticale de ace decalate (fig. 3b). Diferă de configurația paralelă prin faptul că o coloană este deplasată pe verticală față de cealaltă printr-o distanță echivalentă cu jumătate din distanța a două ace consecutive pe verticală. Aplicația principală a acestui cap este imprimarea în modul NLQ,

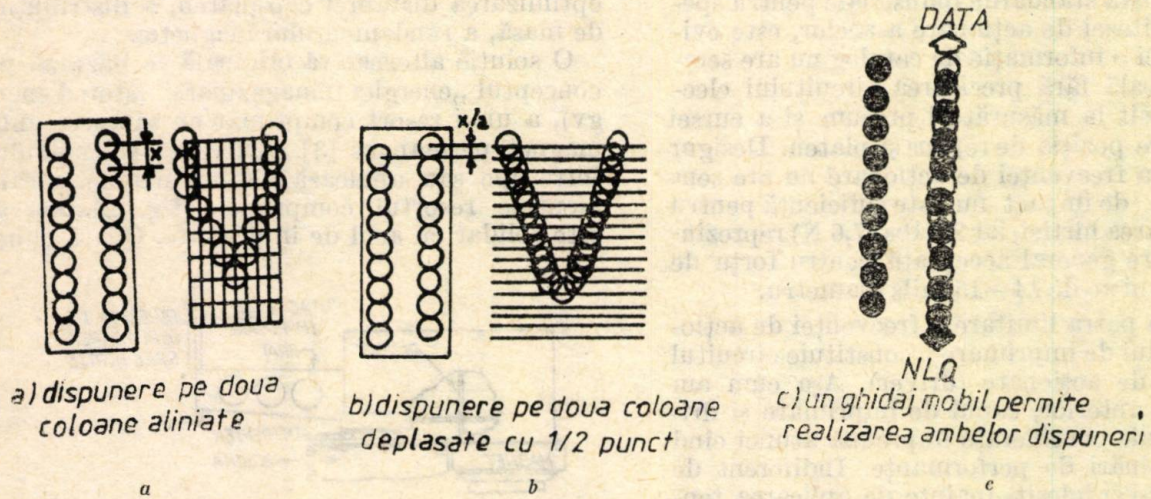
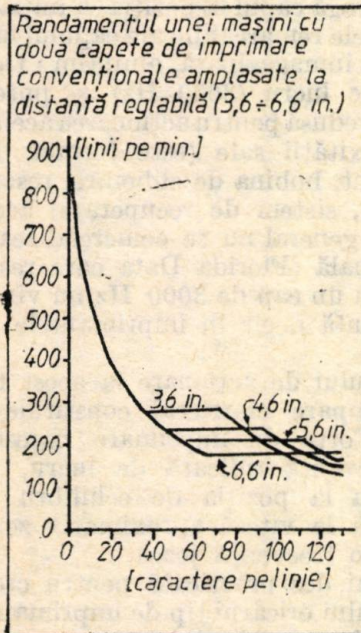
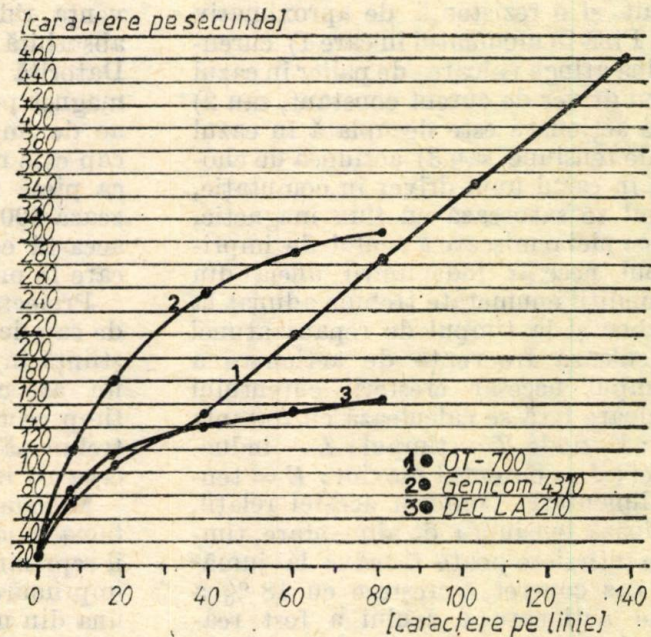


Fig. 3. Cap de imprimare cu două coloane de ace; a) dispunere pe două coloane aliniate; b) dispunere pe două coloane deplasate cu 1/2 punct; c) un ghidaj mobil permite realizarea ambelor dispuneri.



a) NDR 8850



b) OT-700

Fig. 4. Performanțele unor mașini cu mai multe capete.

care poate fi astfel realizată într-o singură trecere, evitându-se erorile inerente imprimării *NLQ* în două treceri. Imprimanta în care a fost instalat un astfel de cap este limitată însă la un singur mod de operare. Compromisul viteză/calitate de care aminteam poate fi totuși rezolvat satisfăcător dacă dezalinierea verticală de o jumătate de punct este anulată când se folosește pentru imprimare o matrice de calitate draft, 7×9 sau 9×9 (fig. 3c).

Problema randamentului părții electronice se complică în cazul capului de imprimare cu două coloane de ace. În majoritatea timpului ambele coloane imprimă în cadrul aceluiași caracter. Este evident că viteza de răspuns a comenzii electronice trebuie dublată. Acest lucru este valabil pentru matrici rare, de 5×9 sau 5×7 puncte, pentru matrici ca 7×9 sau 9×9 care dublează efectiv numărul de coloane imprimabile și impun restricția acționării aceluiași ac doar în coloane alternate, viteza de răspuns a electronicii se cuadruplează (!), dacă fiecare grup este capabil să imprime independent în orice coloană de caracter.

Dificultățile create de viteza de răspuns a electronicii pot fi parțial eliminate prin plasare pe același ax a două sau trei capete de imprimare identice, cu un număr normal de ace (nouă) fiecare. O linie de text de imprimat va fi împărțită în mai multe zone, fiecare alocată altui cap.

Viteza globală a acestui mecanism va fi egală cu produsul dintre numărul de capete folosite și viteza unui cap individual. Această soluție permite deci folosirea de capete cu frecvențe relativ scăzute, a căror tehnologie este bine stăpînită, iar deplasarea ansamblului de imprimare

se face la viteze care nu implică folosirea unor motoare sau elemente de acționare speciale.

Figura 4a prezintă dependența vitezei de imprimare la o mașină cu două capete (Newbury Data, model 8850) în funcție de numărul de caractere/linie și distanța dintre capete. Aceasta este reglabilă de către operator în conformitate cu textul ce urmează a fi imprimat (text processing — 65 coloane, sau spreadsheets — 132 coloane). Curbele din figura 4b evaluează performanțele unei mașini cu 3 capete (OT-700) (4) comparativ cu alte imprimante cu un singur cap de imprimare.

3. Concluzii

Lucrarea a analizat factorii care limitează viteza capului de imprimare matriceal și a mașinilor pe care le echipează. Practic, viteze mai mari de 300 CPS pot fi atinse numai cu multiplicarea numărului de unități de imprimare. Apar însă probleme legate de rezolvarea compromisului viteză/calitate și performanțele cerute modulului electronic de acționare. O soluție bună este oferită de tehnologia tipăririi simultane cu 2—3 capete de imprimare identice.

Bibliografie

- [1] T. Ionescu, D. Gârlășu, C. Barseți, A Flexible Matrix Printer, 6-th International Conference on Control Systems and Computer Science, Bucharest, May 1985.
- [2] **** A Guide to Understanding Matrix Printer Technology, Magnetec Corp., 1983.
- [3] *** The Datek Printhead Report, Datek Corp., Nov. 1982.
- [4] Noel J. Boulanger, Triple Play, Digital Review, July 1985.

CZ 007.52 :651.926.08

ROBOTI INDUSTRIALI
SISTEME DE COMANDĂ ȘI REGLARE
TRADUCTOARE

Un nou traductor tridimensional forță-cuplu și aplicațiile lui

EMIL BALAURE * — IAȘI

În această lucrare se prezintă o nouă concepție de realizare a traductoarelor tridimensionale forță-cuplu pentru roboți industriali. Totodată este prezentată o nouă soluție de realizare a sistemelor de conducere prin calculator a roboților industriali cu traductoare forță-cuplu tridimensionale.

Se arată că prin intermediul unei interfețe corespunzătoare roboții pot fi programați în spațiul cartesian cu ajutorul unui computer supervisor.

De asemenea, se prezintă o metodă de prelucrare a semnalelor provenite de la traductorul

forță-cuplu și diverse alternative pentru circulația fluxului informațional în cazul sistemelor de comandă și reglare automată în circuit închis utilizate la conducerea roboților industriali.

Experimentarea, în cadrul a două aplicații importante cum sint debavurarea blocului motor și asamblarea unei pompe de ulei, a noului traductor tridimensional forță-cuplu propus de autor a permis evidențierea calităților lui. Astfel, se arată că prin calitățile tactile ale noului traductor se pot îmbunătăți sistemele senzoriale ale roboților industriali. Traductorul prezentat de autor are, desigur, și numeroase alte aplicații.

În viitor roboții vor lucra în alte medii, sau chiar pe alte planete și în aceste condiții siste-

* Întreprinderea Mecanică Nicolina—Iasi.

mul de senzori tactili și vizuali va juca un rol important. Cooperarea dintre senzorii tactili și senzorii vizuali reprezintă soluția optimă. Totodată trebuie amintit că acești senzori au un rol important și în realizarea sistemelor de comandă și reglare a mișcărilor organelor mobile ale roboților cu inteligență artificială.

Introducere

Lucrarea de față se concentrează asupra următoarelor aspecte:

1. Concepția de realizare a noului senzor forță-cuplu tridimensional și a sistemului de prelucrare a semnalelor provenite de la acest traductor.
2. Conducerea prin calculator a roboților cu traductoare forță-cuplu tridimensionale și posibilitățile de utilizare a unui computer supervisor pentru transformarea informațiilor în coordonate carteziane și transmiterea acestor informații la microprocesorul intern al robotului.
3. Aplicațiile traductorului tridimensional forță-cuplu, conceput de autor, și prezentarea avantajelor lui, în special, în ceea ce privește mărirea abilității roboților. Totodată sunt prezentate perspectivele de realizare și programare a unor roboți care utilizează traductoare forță-cuplu tridimensionale. Se arată că există posibilitatea de a utiliza limbaje specifice adecvate pentru conducerea și programarea unor astfel de roboți.

1. Concepția de realizare a traductorului tridimensional forță-cuplu și a sistemului de prelucrare a semnalelor

În cele ce urmează se prezintă traductorul tridimensional forță-cuplu conceput de autor și se arată că aceasta are efecte de cuplare suficient de reduse.

Traductorul constă dintr-un inel de bază, de la care converg spre centru patru lamele. Prin patru suporturi centrul traductorului este conectat la un inel superior (fig. 1).

Forțele sau cuplurile care acționează între inelul superior și cel inferior determină mici deformații mecanice în două sau mai multe din lamelele ori suporturi corespunzători direcțiilor respective. Opt perechi de mărci tensometrice sint lipite pe lamele și suporturi astfel încât variația rezistenței lor să măsoare sarcina care acționează asupra traductorului. Cele opt semnale electrice rezultante trebuie să fie amplificate înainte ca valorile lor să fie multiplicare prin o matrice 6×6 . Structura acestei matrici este aceeași pentru toți senzorii de acest tip. Ele-

mentele matricii rezultă din construcția mecanică a senzorului, caracteristicile mărcilor tensometrice și datele referitoare la amplificare. Aceste elemente se obțin prin procesul de calibrare, când senzorul este încărcat într-o anumită secvență cu greutatea predefinite și măsurările sint prelucrate cu cele mai mici aproximări.

Senzorul este astfel proiectat încât, prin adaptarea mărimii sale mecanice, permite efectuarea unei game largi de măsurări. El poate fi utilizat pentru sarcini 0,1 — 10 kgf dar și pentru măsurări în gama 1 — 200 kgf.

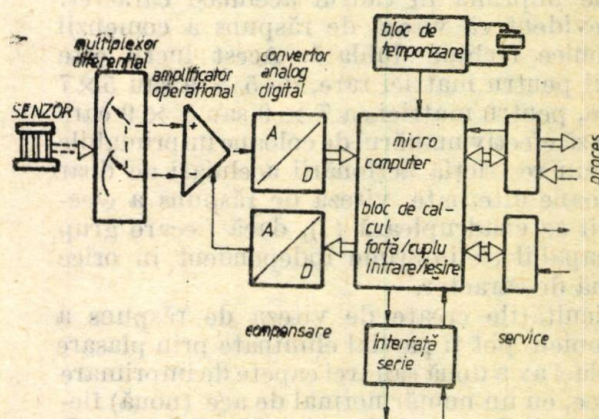


Fig. 1. Prelucrarea semnalelor furnizate de traductor.

Pentru prelucrarea semnalelor provenite de la senzor se utilizează o amplificare analogică și o multiplicare matricială. S-au testat și utilizat în concepția constructivă a sistemului diverse grade posibile de descentralizare. Conform concepției constructive prezentate în figura 1, cele opt semnale sint multiplexate, amplificate, digitalizate și înmagazinate într-o memorie tampon, plasată pe o placă imprimată. Pe o a doua placă imprimată se află situat un microprocesor Intel 8085, care calculează forțele și cuplurile în mod continuu și transmite rezultatele pe calea paralel sau serie spre porțile de ieșire. Aparatul care poate fi privit ca un sistem autonom formează împreună cu senzorul un sistem unitar, ce poate fi programat în câteva moduri de către un terminal sau un computer supervisor.

Există câteva posibilități de a integra senzorul în mîna unui robot industrial. Cel mai natural este să se utilizeze un senzor de mîna plasat între braț și mîna pe încheietura mîinii, cu o acționare corespunzătoare pentru deschiderea și închiderea acesteia. Independent de forța de stringere, toate componentele forțelor și cuplurilor sint măsurate. Greutatea mîinii (1 — 2 kgf) intră în valoarea măsurată și va fi extrasă computațional. Forța de stringere poate fi măsurată, dacă este necesar, printr-un senzor suplimentar simplu.

2. Concepția de realizare a sistemelor de conducere a roboților industriali cu traductoare tridimensionale forță-cuplu

Pentru realizarea sistemului de comandă și reglare automată în circuit închis se poate utiliza una din soluțiile alternative A sau B din figura 2, care implică un robot industrial, un calculator de proces și diferite unități de prelucrare a semnalelor ce includ pe microprocesorul Intel 8085 și permit calcularea forțelor și cuplurilor.

Alternativa A (cu aplicații în operațiile de debavurare) nu presupune efectuarea transformărilor de coordonate și conduce la o modificare on-line a părților programului și înțelegerea coordonatelor după care se execută mișcările articulațiilor robotului.

Alternativa B (cu aplicații în operațiile de asamblare) presupune utilizarea unei interfețe conectate la robot și la computerul supervisor.

Prin intermediul acestei interfețe, încremenții de deplasare, așa cum sînt calculați de computerul supervisor, sînt transmiși microprocesorului robotului.

Sarcina unității de prelucrare a semnalelor poate fi preluată de computerul supervisor. Acest lucru se poate obține cu un sistem descentralizat cu periferice inteligente. Pentru un sistem autonom conceput unitar cu senzorul este necesar un interval de 20 ms în vederea obținerii forțelor și cuplurilor rezultante.

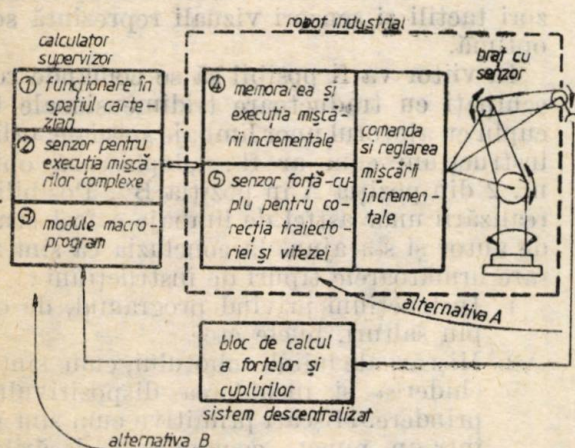


Fig. 2. Sistem de comandă și reglare în circuit închis cu senzor forță-cuplu.

Se poate executa transformarea coordonatelor pe o combinație Intel 8086/87, astfel încît computerul supervisor să fie scutit de această sarcină. În plus s-a proiectat o interfață paralelă conectată la circuitul intern al robotului astfel încît conducerea cu ajutorul senzorului a mișcărilor robotului să nu sufere temporizări. Această ultimă concepție constructivă poate fi utilizată cu mare succes în operațiile de debavurare.

3. Aplicații ale traductorului tridimensional forță-cuplu

3.1. Debavurarea blocului motor

Robotul înzestrat cu noul senzor tridimensional forță-cuplu poate fi utilizat cu succes în operația de debavurare a blocului motor după turnare. În acest caz senzorul este plasat între robot și sistemul de acționare al mașinii de șlefuit.

Presiunea cu care trebuie să acționeze mașina de șlefuit se obține din calculul forțelor și cuplurilor. Pentru a fi operaționali și a exclude temporizările, în acest caz, nu se utilizează un computer supervisor, îmbunătățirea funcționării bazîndu-se pe dezvoltarea programelor de conducere a robotului sau pe modificarea programului on-line prin intermediul computerului senzorului.

Utilizînd roboți cu traductori tridimensionali forță-cuplu în operațiile de debavurare a blocului motor al autovehiculelor se obțin următoarele rezultate remarcabile.

a) Facilitarea „învățării”

În cazul cînd se efectuează debavurarea blocului motor, programarea execuției curbelor și arcelor de cerc joacă un rol important. Construcția robotului permite mișcarea dispozitivului de debavurat din centrul găurilor sesizate spre marginea lor după două direcții prescrise (de exemplu spre pozițiile 1 și 2 din figura 3), prin intermediul forțelor. Se identifică un cerc cu ajutorul a 16 sau mai multe puncte calculate care trebuie parcurse automat. După parcurgerea cercului, robotul recalculează centrul găurii și punctele prin care trebuie să treacă. Robotul

2 puncte de sesizare

16 puncte calculate

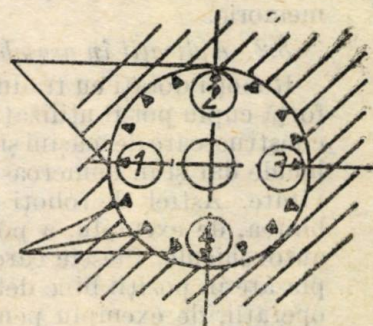


Fig. 3. Facilitarea memorării arcurilor circulare prin sesizări tactile.

controlează și dacă este necesar, corectează poziția centrului, estimată prin mișcare spre punctele marginale menționate și totodată prin măsurarea forțelor în aceste puncte calculate, care sînt simetrice și perechi (pozițiile 1 și 2, 3 și 4 din fig. 3).

b) Corecția traiectoriei de șlefuire în funcție de sesizarea uzurii sculei.

Înainte de începerea operației de debavurare robotul sesizează dacă piatra de polizor are un diametru mai mic, adică dacă este uzată. Se

corectează apoi traiectoria pe care se execută șlefuirea. Direcția corecției este fixată ca în găuri (radial) fie dată de operator prin simple estimări unghiulare. De asemenea mina robotului prin intermediul traductorului sesizează deplasarea față de blocul motor (de exemplu îndepărtarea pietrei de polizor datorită impurităților) și corectează traiectoria sa.

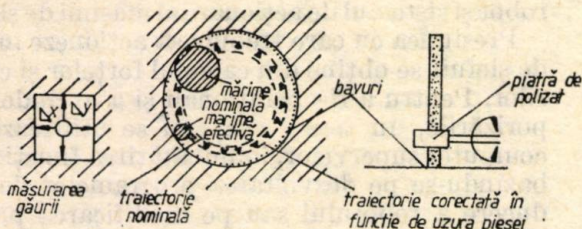


Fig. 4. Corecția traiectoriei după care se execută șlefuirea.

c) Comanda și reglarea vitezei în timpul procesului de debavurare.

Deoarece dezideratul obținerii unui proces automat de debavurare a blocului motor în timp minim cu respectarea unor anumite toleranțe este greu de formulat în termenii teoriei reglării automate, sistemul de control a fost proiectat astfel încât să asigure o presiune constantă a pietrei de polizor. Astfel pentru bavuri mici viteza robotului crește în timp ce la bavuri mari această viteză se reduce corespunzător. Sistemul dotat cu un microcomputer realizează reglarea vitezei, în urma calculării forțelor și cuplurilor, bineînțeles în acord perfect cu legea de reglare. Incrementii, citiți din memoria robotului, modificați prin intermediul unei noi interfețe paralele, sînt rescriși în memorie.

3.2. Aplicații în asamblare

Roboții dotați cu traductoare tridimensionale forță-cuplu pot fi utilizați cu succes în industria constructoare de mașini și în industria de autovehicule dar și în numeroase alte domenii de activitate. Astfel de roboți pot fi folosiți la asamblarea, de exemplu, a pompelor de ulei pentru autovehicule. Piese care trebuie montate sînt plasate în poziții bine definite dar pentru unele operații, de exemplu pentru plasarea în piston este necesară o buclă de reacție negativă a forței. Precizia poziționării pieselor este de 0,05 mm.

Condițiile de forță-cuplu pentru succesul operației de asamblare au fost stabilite prima dată în 1975 de Charles Stark Draper Lab. Cu toate acestea, cercetările autorului au condus la concluzia că din punct de vedere practic, pentru prelucrarea semnalelor corespunzătoare forțelor, este suficient să se găsească un algoritm care să permită luarea deciziilor optime.

Diferitele stări intermediare se pot obține, în acest context, ca subprograme. Un subprogram „Set” comandă brațul robotului către masa de lucru pînă la obținerea reacției de

forță, care permite o poziționare sigură și asigură realizarea operației de prindere din poziții bine definite. Un subprogram „Comply” permite executarea operației de plasare a unui piston în piesa corespunzătoare. Alte subprograme permit desfășurarea altor diverse operații.

Astfel în cazul cînd este necesar să se plaseze pistonul într-un loc anume, senzorii robotului sesizează suprafața de montaj, în vecinătatea orificiului respectiv, printr-o mișcare în spirală, prin presiune asupra acestei suprafețe cu o forță verticală constantă. Apoi acționează forțele laterale și descrește forța verticală care indică poziția găurii în care se plasează piesa. Astfel la terminarea procesului de asamblare acționează forțele laterale care în ordine trebuie echilibrate. Un subprogram „Le Chatelier”, care este utilizat aici, permite prin mișcări adecvate anularea tuturor forțelor de reacție. Astfel brațul robotului se poate deplasa în orice direcție în funcție de forțele exterioare.

4. Concluzii

Traductorul tridimensional forță-cuplu conceput de autor este util în special în operațiile de debavurare și asamblare dar și în multe altele. El permite obținerea unor poziționări de precizie și executarea unor operații complicate de către roboții care il au în dotare. Îmbunătățirea performanțelor acestor roboți se poate obține prin utilizarea alături de senzorii tactili a unor senzori vizuali. Acest ansamblu de senzori tactili și senzori vizuali reprezintă soluția optimă.

În viitor va fi posibil să se comande roboții echipați cu traductoare tridimensionale forță-cuplu cu ajutorul unor limbaje speciale, utilizînd instrucțiuni cum ar fi: „deplasează obiectul nr. 2 din poziția A în poziția B”. Posibilitatea realizării unor astfel de limbaje a fost studiată de autor și s-a ajuns la concluzia că sînt necesare următoarele tipuri de instrucțiuni:

1. Instrucțiuni privind programul, de exemplu salturi, bucle etc.
2. Mișcări ale mîinii robotului, cum sînt deschiderea și închiderea dispozitivului de prindere. Mișcări primitive cum sînt saltul într-un punct, comanda deplasărilor în linie dreaptă, cercuri și curbe generale, întoarcerea mîinii în jurul aceluiași punct fix etc.
3. Instrucțiuni care implică traductorul tridimensional forță-cuplu (informații cum sînt cele menționate mai sus în subprogramele „Set”, „Comply” etc.).

Perfecționarea tehnicilor de învățare, cu ajutorul traductoarelor tridimensionale forță-cuplu, astfel încît un instructor uman să indice direcțiile de mișcare iar brațul robotului să urmeze aceste ordine (care precizează traiectoriile de urmat cu strictețe în vederea obținerii pozițio-

nării dorite sau pentru execuția unor alte operații), conduc la îmbunătățirea performanțelor roboților industriali.

Utilizarea unor algoritmi de decizie optimi, dezvoltarea și folosirea unor noi limbaje și programe permit roboților cu senzori tridimensionali forță-cuplu să realizeze performanțe deosebite.

Roboții cu traductoare tridimensionale forță-cuplu pot fi perfecționați prin mărirea numărului gradelor de libertate la peste 6, concomitent cu reducerea intervalului de timp dintre comenzi și execuție la mai puțin de 20 ms.

În viitor roboții vor lucra în alte medii, sau chiar pe alte planete și în aceste condiții sistemul de senzori tactili și vizuali va juca un rol important și în realizarea roboților cu inteligență artificială.

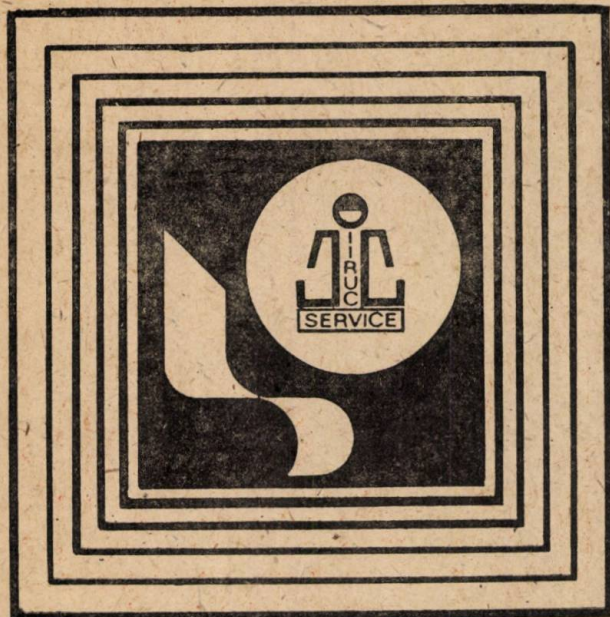
Bibliografie

- [1] Balaure, E.: „Contribuții la realizarea unui sistem de comandă și reglare numerică”, Teză de doctorat, Institutul Politehnic — Iași, 1984.
- [2] Barr, A. and Feigenbaum, E.A.: „The handbook of artificial intelligence”, Vol. I, II, and III, Stanford Press, 1982.
- [3] Clocksin, W. F. and Mellish, C. S.: „Programming in Prolog”, Springer, 1981.
- [4] Findler, N. V.: „Associative networks: The representation and use of knowledge by computers”, Academic Press, 1979.
- [5] Newell, A.: „The knowledge level”, Artificial Intelligence, Vol. 18, No. 1, Stanford Press, January 1982.
- [6] Newins, J. L.: „Exploratory Research in Industrial Assembly Part Mating”, In: Proceedings of The Charles Stark Draper Laboratory, Inc. Cambridge, Massachusetts, 1980.
- [7] Newins, J. L. and Whitney D. E.: „The Force Vector Assembler Concept”, First International Conference on Robots and Manipulators, Udine, Italy, September 1973.
- [8] Schmieder, L.: „Computer Controlled Manipulators with Tactile Sensors” MANUFACONT '80, Budapest, Hungary, 22—25 October 1980.
- [9] Shimano, B. and Roth, B.: „On Force Sensing Information and Its Use in Controlling Manipulators”, Stanford University, USA, 1976.
- [10] Thiessen, C.: „Improving Grinding Performance of an ASEA-Robot by two Dimensional, Sensor Controlled Path Correction”, MANUFACONT'80, Budapest, Hungary, 22—25 October, 1980.

nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Tiparul:
Întreprinderea Poligrafică „Informația”
București, str. Brezoianu nr. 23—25, ed. 2426





IIRUC service

**Întreprinderea pentru întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională**

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:

- comandă numerică pentru mașini-unelte
- sisteme și minisisteme de calcul
- instrumente electronice de analiză și măsură
- automate de dirijarea circulației
- televiziune în circuit închis
- radiotelefoane
- aparatură medicală
- diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

- întreținerea preventivă periodică
- intervenții la cerere la sediul beneficiarului
- reparații și recondiționări în laboratoare proprii
- instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sînt oferite atât utilizatorilor, clienților și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

11 SECȚII DE PRODUCȚIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unități fizice.

Mai mult decît atât, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București.

Secții naționale pentru service dedicat

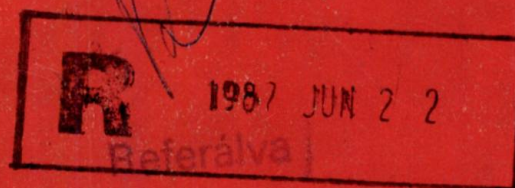
- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

- S 03 — BUCUREȘTI
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- S 07 — OLTEANIA
— Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- S 08 — BANAT
— Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26
- S 09 — TRANSILVANIA-NORD
— Str. Cîmpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- S 10 — TRANSILVANIA-SUD
— Str. Traian nr. 34, Brășov/România, tel. : 921/3.09.37
- S 11 — MOLDOVA
— Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- S 12 — MUNTENIA
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- S 13 — DOBROGEA
— Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

≡ 2040

Electrotehnica

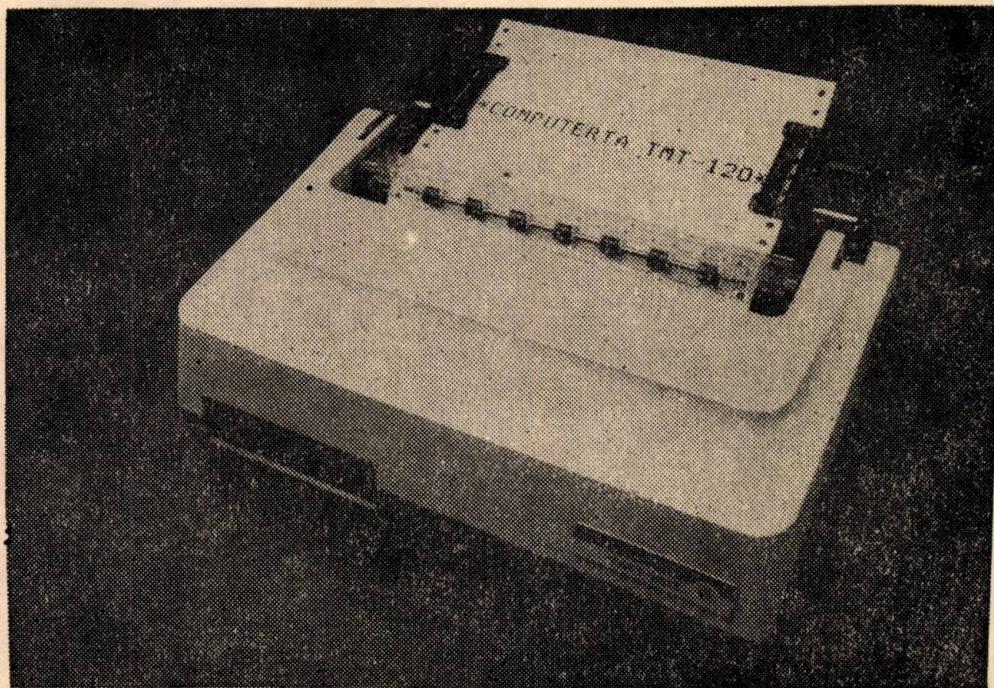


Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 30 NR. 4 • DECEMBRIE 1986

Computerta[®]

**Imprimatorul de linii de matrice tip COMPUTERTA TMT 120
BUDAVOX rezolvă problemele dumneavoastră informaționale!**



Sfera sa extinsă de utilizare îl face aplicabil pentru imprimare profesională în cadrul următoarelor variante funcționale :

— sisteme cu calculator profesional ; sisteme cu calculator personal ; sisteme de măsurare și grupare a datelor ; combinații cu terminal (ca imprimator de ieșire).

Se remarcă aplicabilitatea sa în sistemele de prelucrare a datelor la distanță COMPUTERTA, care sînt integral livrate de BUDAVOX.

Avantajele sale :

— viteză mare ; funcționare silențioasă ; cap interschimbabil cu diferite variante de scriere : spațiat ; dublat în înălțime sau în lățime ; variante de caractere naționale etc.

Posedă depliant, rulare de hîrtie și poate fi utilizat cu hîrtie de format A₄.

BUDAVOX are plăcerea de a vă oferi serviciile sale pentru rezolvarea problemelor dvs. în domeniul informaticii individuale.

BUDAVOX — SOCIETATE ANONIMĂ DE COMERȚ EXTERIOR PENTRU ECHIPAMENTE DE TELECOMUNICAȚII

Budapesta VII. Tanács Krt. 3/a Ungaria. Scrisori: Budapesta, Pf. 267, H-1392. Telefon:
215 — 910, Telex: 22 — 5077. Telegrama: Budavox Budapesta.



ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 30

Nr. 4

decembrie 1986

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.313.047 :621.382.3

COMANDA COMUTAȚIEI

TRANZISTOARE DE PUTERE

Voiculescu, E.: Circuite de comandă pentru comutația tranzistoarelor de putere.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 103

Lucrarea descrie câteva scheme de actualitate pentru comutația tranzistoarelor de putere, cu sau fără separare galvanică și un convertor simplu de 50 W/100 kHz realizat în totalitate cu componente MOS. Diversitatea soluțiilor prezentate conferă libertate de mișcare proiectantului circuitului de comandă în multe aplicații practice.

CZ 621.382:621.391.82

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP

PERFORMANȚE DE ZGOMOT

Gherman, Gh.: Analiza performanțelor de zgomot ale tranzistoarelor cu efect de cîmp.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 110

În lucrare se analizează din punct de vedere al zgomotului JFET-urile pe baza unui model complet de semnal m.c. Se tratează un etaj de preamplificare cu JFET caracterizat prin raportul semnal/zgomot la ieșire și se prezintă unele recomandări privind realizarea etajelor de preamplificare.

CZ 621.3.017:621.317.083

CONTACTUL METAL SEMICONDUCTOR

MĂSURĂTORI AUTOMATE

PARAMETRII ELECTRICI

Brezeanu, Gh. ș.a.: SEMICONDUCTOR — program pentru determinarea parametrilor tipici ai contactelor metal — semiconductor.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 112

Semiconductor este un program de determinare a parametrilor tipici ai contactului metal — semiconductor. Se folosește calculatorul HP 9835 A, ce comandă sistemul de măsură și achiziție de date HP 3052A și TACUL — Teledyne.

CZ 513.31

PRELUCRĂRI DE IMAGINI

RECUNOAȘTERE DE FORME

SEGMENTAREA CONTURURILOR

Luca, D.: Delimitarea zonelor concave și convexe de pe conturul unor figuri plane.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 120

Se prezintă doi algoritmi pentru segmentarea contururilor obiectelor pe imagini dinare: primul se bazează pe concepte geometrice, al doilea pe concepte analitice. Ambii algoritmi utilizează doar operații elementare (adunări, scăderi și deplasări) și pot fi astfel implementați în aplicații de viteză.

CZ 621.3.014.3 :538.5

CIRCUITE NUMERICE COMBINAȚIONALE

Bucur, I.: Contribuții privind caracterizarea defectelor nedetectabile de tip scurtcircuit din circuitele numerice combinaționale.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 124

Defectele nedetectabile de tip scurtcircuit sînt caracterizate analitic pentru cazul general al unor scurtcircuite de multiplicitate p care provoacă un SI-cablat ori un SAU-cablat echivalent. Se obțin pentru ambele situații condițiile necesare și suficiente de nedetectabilitate a acestor tipuri de defecte.

CZ 621.3.012 :621.793 :669.7

CIRCUIT INTEGRAT

METALIZARE MULTISTRAT

SILICIURĂ DE MOLIBDEN

Bădilă, M. ș.a.: AlSi (1%) și Al—Mo—Sisteme de metalizare pentru circuite integrate.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 129

Lucrarea prezintă rezultatele experimentărilor efectuate pe unul din sistemele de metalizare utilizate pentru VLSI: Al—Mo. Tratatamentul termic postmetalizare s-a făcut atât la temperaturi înalte permițînd formarea siliciurii de molibden, cît și la temperaturi joase, cînd contactul metalic pe semiconductor este realizat de molibden.

CZ 621.396 :656.2

BLOC DE RECEPȚIE

SEMNALE TV EMISE DE SATELIȚI GEOSTAȚIONARI

Căfoiu, M. ș.a.: Bloc de recepție pentru banda de 11 GHz.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 132

Lucrarea prezintă un bloc de recepție în banda de 11 GHz, proiectat pentru recepția semnalelor TV emise de sateliții geostaționari și realizat experimental la CCSIT-CE.

CZ 546.281 :537.228.1

SENZOR PIEZOREZISTIV

SILICIU MONOCRISTALIN

Muntean, M. ș.a.: Evaluare experimentală a performanțelor senzorilor piezorezistivi de presiune realizați pe siliciu monocristalin.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 134

Lucrarea prezintă evaluarea experimentală a performanțelor unei noi variante de senzor piezorezistiv de presiune cu siliciu proiectată la IEA—Aeroflînă și realizată experimental la CCSIT-CE.

CZ 621.396 :621.375.4

TRANZISTOARE BIPOLARE

EFICIENȚA EMITORULUI

Georgescu, S. ș.a.: Analiza eficienței emitorului la tranzistoarele bipolare.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 137

Lucrarea prezintă rezultatele calculelor numerice pentru emitorii de tranzistoare NPN cu siliciu folosind diverse valori ale parametrilor de material. Rezultatele teoretice sînt comparate cu măsurări experimentale.

CZ 621.34:681.62 :621.087.9

IMPRIMANTE FĂRĂ IMPACT

IMPRIMANTE DE PAGINĂ

TAMBUR FOTOSENSIBIL

Girolașu, D.: Tehnologia imprimantelor matriceale fără impact. Sinteză.

E.E.A. — Automatica și electronica 30, nr. 4, decembrie 1986, p. 140

Abordarea succintă a tendințelor manifestate în domeniul dispozitivelor de imprimare fără impact.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; dr. ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂSU; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂȘESCU, redactor responsabil.

Redactor principal: ANASTĂSESCU VIORICA
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.047: 621.382.3

УПРАВЛЕНИЕ КОММУТАЦИЕЙ МОЩНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Войкулеску, Е.: Схемы управления переключением мощных транзисторов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь 1986 г., стр. 103

Работа описывает несколько знаков актуальности для переключения мощных транзисторов с /или без/ гальваническим разделением и с простым конвертором 50 Вт/100 КГц, полностью изготовленным на основе МОП элементов. Разность представленных решений дает проектанту схемы управления свободу во многих практических применениях.

УДК 621.382: 621.391.82

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ ДОСТИГНУТЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ШУМА

Герман, Г.: Анализ достигнутых результатов шума полевых транзисторов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь, 1986 г., стр. 110

В работе обсуждаются с точки зрения шума переходы полевых транзисторов на основе полной модели низкого сигнала. Обсуждается задающий каскад с переходами полевых транзисторов, характеризованный отношением сигнал/шум при выходе и представлены некоторые рекомендации по изготовлению задающих каскадов.

УДК 621.3.017: 621.317.083

КОНТАКТ МЕТАЛЛ-ПОЛУПРОВОДНИК АВТОМАТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Брезеану, Г. и др.: ПОЛУПРОВОДНИК — программа для определения типичных параметров контактов металл-полупроводник.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь 1986 г., стр. 112

Полупроводник — программа для определения типичных параметров контакта металл-полупроводник. Используется ЭВМ типа HP 9835 A и, управляющая измерительной и приемной системой данных типа HP 3052A и TACUL-Teledyne.

УДК 513.81

ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИЗНАНИЕ ФОРМ РАЗРЕЗАНИЕ КОНТУРОВ

Лука, Д.: Разграничение вогнутых и выпуклых зон контуров некоторых плоских фигур.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь, 1986 г., стр. 120

Представлены два алгоритма для разрезания контуров предметов на динарных изображениях: первый основан на геометрических понятиях, второй на аналитических понятиях. Оба алгоритма используют только элементарные операции /сложения, вычитания и сдвига/ и таким образом могут быть включены в применения скорости.

УДК 621.3.014.3: 538.5

ЧИСЛЕННЫЕ КОМБИНАЦИОННЫЕ СХЕМЫ

Букур, И.: Содействия по представлению характеристик недетектируемых дефектов типа короткого замыкания численных комбинационных схем.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь 1986 г., стр. 124

Недетектируемые дефекты типа короткого замыкания аналитично характеризованы для общего случая ко-

ротких замыканий множественности p , вызывающей SI-по кабелю либо SAU-эквивалентно по кабелю. Достигнуты для обоих решений необходимые и достаточные условия недетектирования этих типов дефектов.

УДК 621.3.012: 621.793: 669.7

ИНТЕГРАЛЬНАЯ МИКРОСХЕМА МНОГОСЛОЙНАЯ МЕТАЛЛИЗАЦИЯ МОЛИБДЕН КРЕМНИСТЫЙ

Бэдилэ, М. и др.: AlSi(1%) и Al—Mo — Системы металлизации для ИС.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь 1986 г., стр. 129

Работа представляет результаты проведенных испытаний на одной из систем металлизации, примененных для СВИС: Al—Mo. Термическая обработка после металлизации проведена как при высоких температурах, позволяя образование молибдена кремнистого, так и при низких температурах, когда металлический контакт на полупроводниках выполнен молибденом.

УДК 621.396: 656.2

БЛОК ПРЕМА ТВ СИГНАЛЫ ПЕРЕДАННЫЕ ГЕОСТАЦИОНАРНЫМИ САТЕЛЛИТАМИ

Кэцою, М. и др.: Блок для приема для полосы 11 ГГц.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь 1986 г., стр. 132

Работа представляет блок для приема в полосе 11 ГГц проектированный для приема сигналов ТВ, переданных геостационарными спутниками и экспериментально выполненный в Научно-Исследовательском и Инженерно-Технологическом Центре по Электронным Компонентам (CCSIT-CE).

УДК 546.281: 537.228.1

ПЬЕЗОРЕЗИСТИВНЫЙ СЕНЗОР МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИЙ КРЕМНИЙ

Мунтеан, М. и др.: Экспериментальная оценка результатов пьезорезистивных сензоров давления, изготовленных на основе монокристаллического кремния.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь 1986 г., стр. 134

Работа представляет экспериментальную оценку достигнутых результатов нового варианта пьезорезистивного сенсора давления с кремнием, проектированного в IEA и экспериментально изготовленного в Научно-Исследовательском и Инженерно-Технологическом Центре по Электронным Компонентам (CCSIT-CE).

УДК 621.396: 621.375.4

БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭМИТТЕРА

Джорджеску, С. и др.: Анализ эффективности эмиттера биполярных транзисторов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь 1986 г., стр. 137

Работа представляет результаты численных расчетов для эмиттеров при транзисторах с кремнием, используя разные значения параметров материала. Теоретические результаты сравниваются с экспериментальными измерениями.

УДК 621.34: 681.62: 621.087.9

ПЕЧАТАЮЩИЕ МАШИНЫ БЕЗ ИМПАКТА ПЕЧАТАЮЩИЕ МАШИНЫ ДЛЯ СТРАНИЦ СВЕТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ БАРАБАН

Гырлашу, Д.: Технология матричных машин без импакта — синтез.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 30, № 4, декабрь 1986 г., стр. 140

Краткое представление проявленных тенденций в области печатающих приборов без импакта.

INHALT

DK 621.313.047 :621.382.3

STEUERUNG DER UMSCHALTUNG LEISTUNGSTRANSISTOREN

Voiculescu, E. : Steuerkreise für die Umschaltung der Leistungstransistoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 103

Die Arbeit beschreibt einige aktuelle Prinzipschaltungen für die Umschaltung der Leistungstransistoren, mit oder ohne galvanische Trennung, und einen einfachen Umformer von 50 W/100 kHz, der gänzlich mit Metall-Oxyd-Halbleiter-Bauelemente realisiert ist.

Die Vielfalt der vorgestellten Lösungen verleiht dem Entwerfer des Steuerkreises Bewegungsfreiheit in vielen praktischen Anwendungen.

DK 621.382:621.391.82

FELDEFFEKTTRANSISTOREN RAUSCHLEISTUNGEN

Gherman, Gh. : Analyse der Rauschleistungen der Feldeffekttransistoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 110

In der Arbeit werden vom Standpunkt des Rausches die JFETs aufgrund eines kompletten Modells mit Kleinsignal untersucht. Es wird eine Vorverstärkungsstufe mit JFET behandelt, die durch das Verhältnis Signal/Rausch beim Ausgang charakterisiert ist und es werden einige Empfehlungen angesichts der Verwirklichung der Vorverstärkungsstufen dargestellt.

DK 621.3.017:621.317.083

DER KONTAKT METALL HALBLEITER AUTOMATISCHE MESSUNGEN ELEKTRISCHE PARAMETER

Brezeanu, Gh. u.a. : SEMICONDUCTOR — Programm für die Bestimmung der typischen Parameter der Kontakte Metall-Halbleiter.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 112

Semiconductor ist ein Programm für die Bestimmung der typischen Parameter des Kontaktes Metall-Halbleiter.

Es wird der Rechner HP 9835 A eingesetzt, der das System für das Messen und Anschaffen der Daten HP 3052 A und den TAC-Teledyne steuert.

DK 513.31

BILDVERARBEITUNGEN ERKENNUNG VON FORMEN AUFTeilUNG DER KONTUREN

Luca, D. : Die Abgrenzung der konkaven und konvexen Zonen auf dem Kontur einiger ebenen Figuren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 120

Es werden zwei Algorithmen für die Aufteilung der Konturen der Objekte auf binären Bildern beschrieben : der erste basiert auf geometrische Konzepte, der zweite auf analytische Konzepte.

Beide Algorithmen verwenden nur elementare Verfahren (Additionen, Subtraktionen und Verschiebungen) und können somit in Anwendungen der Geschwindigkeit impliziert werden.

DK 621.3.014.3 :538.5

KOMBINATIONELLE NUMERISCHE STROMKREISE

Bucur, I. : Beiträge zur Charakterisierung der nicht aufsuchbaren Defekte vom Typ Kurzschluss in den kombinationellen numerischen Stromkreisen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 124

Die nicht aufsuchbaren Defekte vom Typ Kurzschluss werden analytisch charakterisiert für den allgemeinen Fall einiger

Vielfachheit-Kurzschlüsse p , die ein äquivalentes kabliertes UND oder ein äquivalentes kabliertes ODER verursachen. Es werden für beide Situationen die notwendigen und ausreichenden Bedingungen der Nichtaufsuchbarkeit dieser Defektypen erhalten.

DK 621.3.012 :621.793 :669.7

INTEGRIERTER SCHALTSTRECKE MEHRSCHICHT — METALLISIERUNG MOLYBDÄNSILIZID

Bădilă, M. u.a. : AlSi(1 %) und Al-Mo-Metallisierungssysteme für integrierte Schaltkreise.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 129

Die Arbeit beschreibt die Ergebnisse der Experimentierungen, die auf einem der für VLSI eingesetzten Metallisierungssystem : Al-Mo, durchgeführt wurden.

Die Wärmebehandlung Nachmetallisierung wurde sowohl bei hohen Temperaturen durchgeführt, so dass die Bildung des Molybdänsilizids erlaubt wurde, als auch bei niedrigen Temperaturen eingesetzt, wenn der metallische Kontakt auf den Halbleitern vom Molybdän verwirklicht wird.

DK 621.396 :656.2

EMPFANGBLOCK

FERNHSIGNALE, DIE VON GEOSTATIONÄREN SATELLITEN GESENDET WERDEN

Cățoiu, M. u.a. : Empfangblock für das 11 GHz-Band.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 132

Die Arbeit beschreibt einen Empfangblock im 11 GHz — Band, der für den Empfang der von den geostationären Satelliten gesendeten Fernsignale entworfen und bei CCSIT-CE experimentell realisiert wurde.

DK 546.281 :537.228.1

PIEZORESISTIVER FÜHLER

EINKRISTALLINES SILIZIUM

Muntean, M. u.a. : Die experimentelle Bewertung der Leistungen der piezoresistiven Druckfühler, die auf einkristallinem Silizium verwirklicht sind.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 134

Die Arbeit beschreibt die experimentelle Bewertung einer neuen Variante eines piezoresistiven Druckfühlers mit Silizium, die beim Betrieb für Ausrüstungen für das Flugwesen „Aerofina“ entworfen und bei CCSIT-CE experimentell realisiert wurde.

DK 621.396 :621.375.4

BIPOLARE TRANSISTOREN

DIE EFFEKTIVITÄT DES EMITTERS

Georgescu, S. u.a. : Analyse der Effektivität des Emitters bei den bipolaren Transistoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 137

Die Arbeit stellt die Ergebnisse der numerischen Berechnungen für die Emitter von NPN-Siliziumtransistoren dar, indem verschiedene Werte der Materialparameter eingesetzt werden. Die theoretischen Ergebnisse werden mit experimentellen Messungen verglichen.

DK 621.34 :681.62 :621.087.9

DRUCKVORRICHTUNGEN OHNE ANSCHLAG DRUCKVORRICHTUNGEN FÜR SEITEN LICHTEMPFLINDLICHE TROMMEL

Gîrlău, D. : Die Technologie der matrizealen Druckvorrichtungen ohne Anschlag — Synthese.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, Nr. 4, Dezember 1986, S. 140

Die kurzgefasste Erörterung der im Bereich der Druckvorrichtungen ohne Anschlag erkennbar gewordenen Tendenzen.

CONTENTS

DC 621.313.047:621.382.3

SWITCHING DRIVE POWER TRANSISTORS

Voiculescu, E.: Driving circuits for the power transistors switching.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 103

This paper describes some actual signs for the power transistor switching, with or without galvanic separation and a simple MOS converter of 50W/100 kHz.

The solution variety leads to the easiness of the designs in conceiving the custom circuit at diverse practical applications.

DC 621.382:621.391.82

FIELD — EFFECT TRANSISTORS NOISE PERFORMANCES

Gheman, Gh.: The analysis of the noise performances of the field-effect transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 110

This is an analysis from the point of view of the noise of the JFETs using a whole model of low signal a JFET pre-amplification stage is, dealt with defined by the sign/output noise relation, some suggestions concerning the pre-amplification stages achievement are discussed.

DC 621.3.017:621.317.083

METAL-SEMICONDUCTOR CONTACT AUTOMATIC MEASUREMENTS ELECTRICAL PARAMETERS

Brezeanu, Gh. a.o.: SEMICONDUCTOR—a program for defining the typical parameters of the metal-semiconductor contacts.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 112

Semiconductor is a defining program of the typical parameters of the metal semiconductor contact. The HP 9835 A computer is used, driving the HP 3052A and TACUL-Teledyne measuring and data acquisition system.

DC 513.31

IMAGE PROCESSING FORM RECOGNITION CONTOUR SEGMENTATION

Luca, D.: The concave and convex areas delimitation on some flat shape contour.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 120

Two algorithms are presented for the segmentation of the object contours on the binary images: the first algorithm is based on the geometrical concepts, the second algorithm is based on analytical concepts. Both of them use only the elementary operations (addition, subtraction and shiftings) being implemented in speed applications.

DC 621.3.014.3:538.5

COMBINATIONAL NUMERICAL CIRCUITS

Bucur, I.: Contributions to the definition of the undetectable faults of the short-circuit type in the combinational numerical circuits.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 124

Short-circuit-type undetectable faults are characterized analytically for the general case of some p -multiplicity short-circuits which determine an equivalent printed-AND or printed-OR. The necessary and sufficient conditions of both the situations for the undetectability of this type of faults are obtained.

DC 621.3.012:621.793:669.7

INTEGRATED CIRCUIT MULTILEVEL METALLIZATION MOLYBDENUM SILICIDE

Bădilă, M. a.o.: AlSi 1(%) and Al-Mo-Metallization systems for integrated circuits.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 129

This paper presents the experiment results effectuated on one of the metallization systems used for VLSI: Al-Mo. Postmetallization thermal treatment was effected both at high temperatures leading to molybdenum silicide formation and to low temperatures, when the semiconductor metallic contact is realized on molybdenum.

DC 621.396:656.2

RECEIVER FRONT-END GEOSTATIONARY TV SATELLITE BROADCASTING *Cătoi, M. a.o.*: 11 GHz band receiver front-end.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 132

This paper presents a 11 GHz band receiver front-end designed for the reception for the geostationary TV satellite broadcasting and realized experimentally at CCSIT-CE Bucharest.

DC 546.281:537.223.1

PIEZORESISTIVE SENSOR MONOCRYSTALLINE SILICON

Munteanu, M. a.o.: The experimental evaluation of the pressure piezoresistive sensors performances obtained on monocrystalline silicon.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 134

The paper presents the experimental evaluation of the performances of a new pressure piezoresistive sensor with silicon designed at IEA-Aerofină and obtained experimentally at CCSIT-CE.

DC 621.396:621.375.4

BIPOLAR TRANSISTOR EMITTER EFFICIENCY

Georgescu, S. a.o.: The analysis of the emitter efficiency at the bipolar transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 137

This paper presents the results of the numerical calculations for the emitters of the silicon NPN transistors, using various values of the material parameters. The theoretical results are compared to the experimental measurements.

DC 621.34:681.62:621.087.9

REGISTERS WITHOUT IMPACT PAGE REGISTERS PHOTOSENSITIVE DRUM

Girlaşu, D.: Matrices register technology without impact. Synthesis.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, no. 4, December 1986, p. 140

It is a concise undertaking of the trenals present within the register without impact device field.

SOMMAIRE

CD 621.313.047:621.382.3

LA COMMANDE DE LA COMUTATION TRANSISTORS DE PUISSANCE

Voiculescu, E.: Circuits de commande pour la comutation des transistors de puissance.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 103

L'ouvrage décrit quelques signes d'actualité pour la comutation des transistors de puissance, avec séparation galva-

nique ou non, et un convertisseur simple de 50 W/100 kHz réalisé entièrement à composantes MOS. La diversité, de solutions présentées offre une liberté d'action au ingeneurs du circuit de commande en plusieurs applications pratiques.

CD 621.382:621.391.82

**TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP
PERFORMANCES DE BRUIT**

Gherman, Gh. : L'analyse des performances de bruit des transistors à effet de champ.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 110

L'ouvrage analyse du point de vue du bruit les JFETs ayant comme base un module complit de petit signal.

Ou traite un étage de préamplification à JFET caracterise par rapport signal/bruit à la sortie et ou presente quelques recommandations concernant la réalisation des etages de préamplification.

CD 621.3.017: 621.317.083

**LE CONTACT METAL SEMICONDUCTEUR
MESURAGES AUTOMATIQUES
PARAMÈTRES ELECTRIQUES**

Brezeanu, Gh. ș.a. : SEMICONDUCTEUR-programme pour la determination des parameters typiques des contacts metal-semi-conducteur.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 112

Le semi-conducteur est un programme de determination des parametres typiques du contact metal-semiconducteurs.

Ou emploie le calculeur HP 9835 A, qui commande le systeme de mesure et acquisition des données HP 3052A et le TACUL-Teledyne.

CD 513.31

**TRAITEMENTS DES IMAGES
IDENTIFICATION DES FORMES
DÉCOUPAGE DES CONTOURS**

Lucu, D. : Délimitation des zones concaves et convexes situées sous les contours des figures planes.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 120

On présente deux algorithmes pour la découpage des contours des objets sur les images d'aires le premier à la base des concepts géométriques, et le seconde des concepts analytiques. Tous les algorithmes utilisent seulement les opérations élémentaires (additionnes, réductions, déplacements) et ainsi ils peuvent être impliqués aus de applications de vitesse.

CD 621.3.014.3 :538.5

CIRCUITS NUMERIQUES DE COMBINAISONS

Bucur, I. : Contributions concernant la caractérisations des défauts non détectés du type court-circuit des circuits numériques de combinaisons.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 124

Les défauts non identifiés de type court-circuit sont caractérisés analytiquement pour le cas general des court-circuits de multiplicité p qui provoquent un ET câblé ou un OU-câblé equivalent.

Ou obtient pour les deux situations les conditions nécessaires et suffisantes de non détectable de ces types de défauts.

CD 621.3.012 : 621.793 :669.7

**CIRCUIT INTEGRÉ
METALLISATION MULTICOUCHE
SILICIURE DE MOLYBDENE**

Bădilă, M. e.a. : AlSi (1 %) et Al-Mo-Systèmes de metallisation pour les circuits integrés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 129

L'ouvrage presente les resultats des experimentations effectuées sur l'un des systèmes de metallisation utilisés pour VLSI: Al-Mo. Le traitement fermique post metallisation est fait taut aux temperature elevées en permettant la formation de siliciures de molybdene, aux temperatures basses, quand le contact metallique sur les semi-conducteurs est réalisé par le molybdene.

CD 621.396 :656.2

**BLOC DE RÉCEPTION
SIGNALS TV EMIS PAR LES SATELLITES GEOSTATIONNAIRES**

Căpîu, M. e.a. : Bloc de réception pour la band de 11 GHz.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 132

L'ouvrage présente un bloc de réception en bande de 11 GHz, projete pour la reception des signals TV emis par le satellites geostationnaires et réalisé (expérimentalement).

CD 546.281 :537.228.1

**SENZOR PIÉZORESISTIF
SILICIUM MONOCRISTALLIN**

Muntean, M. e.a. L'évaluation expérimentale des performances de senzors piezoresistifs de pression réalisés sur le silicium mono cristallins.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 134

L'ouvrage presente l'évaluation expérimentale des performances d'une nouvelle variante de senzor piezoresistif de pression a silicium projeté à IEA —Aerofină et réalisée expérimentalement à CCSIT-CE.

CD 621.396 :621.375.4.

**TRANSISTORS BIPOLAIRES
EFFICIENCE D'EMETTEUR**

Georgescu, S. e.a. — Analyse de l'efficience de l'émetteurs aux transistors bipolaires.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 137

L'ouvrage presente les resultats des calcules numeriques pour les emetteurs de transistors NPN à silicium en utilisant des différentes valeurs des parameters du materiel. Les resultats théoriques sont compares avec les mesurages expérimentaux.

CD 621.34 :681.62 :621.087.9

**IMPRIMANTES SANS IMPACT
IMPRIMANTES DE PAGE
TAMBOUR PHOTSENSIBLE**

Girolău, D. : La tehnologie des imprimantes matriciell sans impact. Synthèse.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 30, nr. 4, decembre 1986, p. 140

L'abord succinct des tendances manifestées dans le domain des dispositifs d'impression sans impact.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata

abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.003.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare, este de 120 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „LEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66, P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26



Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „Informația”
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2668

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica și electronica nr. 4

CZ 621.313.047 :621.382.3

COMANDA COMUTAȚIEI
TRANZISTOARE DE PUTERE

Circuite de comandă pentru comutația tranzistoarelor de putere

EMIL VOICULESCU* — Cluj-Napoca

Introducere

Cea mai eficientă deschidere a unui tranzistor-întrerupător de putere ($R_{th\ j-c} < 15\text{ K/W}$) se obține cu un curent de bază având frontul crescător cât mai rapid și prezentând o supracreștere inițială. În acest fel tensiunea colector-emitor scade din primele momente la valori apropiate de v_{CEsat} . Impulsul puterii disipate la comutație directă este îngust, iar valoarea sa de vârf minimă [1, 2].

Blocarea corectă a unui tranzistor de putere impune reducerea timpului de cădere a curentului de colector, prin aplicarea unei tensiuni inverse bazei tranzistorului. Cea mai rapidă

2. realizarea unui front abrupt al curentului bazei, pentru comutație directă rapidă,

3. asigurarea unui curent invers de bază, cu amplitudine și durată astfel alese încât durata comutației inverse să fie minimă. Pentru tranzistoarele triplu difuzate se recomandă străpungerea inversă a joncțiunii B—E ca cel mai sigur procedeu de blocare [1—6].

1. Circuit de comandă cu separare galvanică prin optocuplor

Schema din figura 1 permite transmiterea impulsurilor dreptunghiulare printr-un circuit

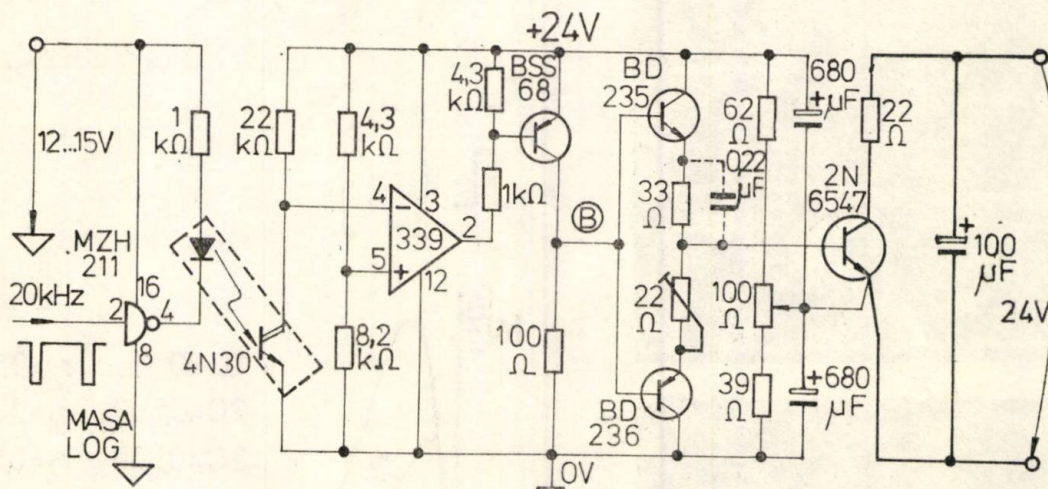


Fig. 1. Circuit de comandă cu separare galvanică prin optocuplor.

blocare se obține la aplicarea tensiunii inverse maxime bazei, fără a distruge joncțiunea [3,4]. Rezultă o putere disipată minimă la comutație inversă.

În esență, pentru o comutație eficientă trebuie respectate următoarele condiții [1]:

1. asigurarea unui curent direct de bază, suficient pentru a menține tranzistorul în saturație pe durata conducției, în general

$$\frac{I_B}{I_C} \approx 0,2, \quad (1)$$

de separare cu optocuplor, formarea lor cu comparatorul rapid 339 și adaptarea semnalului astfel obținut comenzii tranzistorului de putere 2N6547. Această ultimă operație constă din amplificarea în curent a semnalului de comandă și axarea sa la nivelul (potențialul) emitorului tranzistorului final, în porțiunea de circuit de la punctul B spre ieșire. Pentru atacul în bază este folosită o configurație [1] similară celei utilizate de fabricant la determinarea timpilor de comutație ai tranzistoarelor de putere

* Institutul Politehnic — Cluj-Napoca.

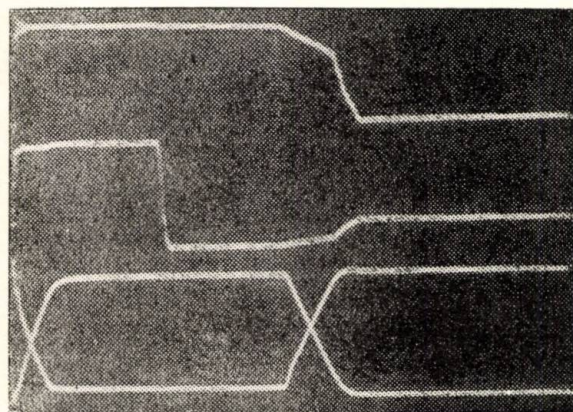
[7,8]. Față de configurația standard apar în plus :

— condensatorul de accelerare al comutației directe, de $0,22 \mu\text{F}$, figurat în paralel cu rezistorul de 33Ω ;

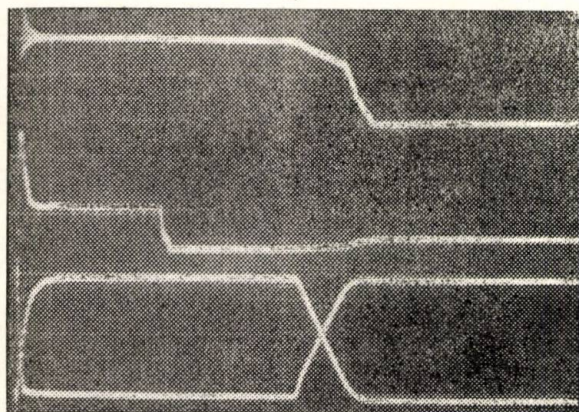
— posibilitatea modificării potențialului emitorului tranzistorului final, din potențiometrul de 100Ω .

Semnalele reprezentative obținute cu acest circuit de comandă sînt date în figura 2, după cum urmează :

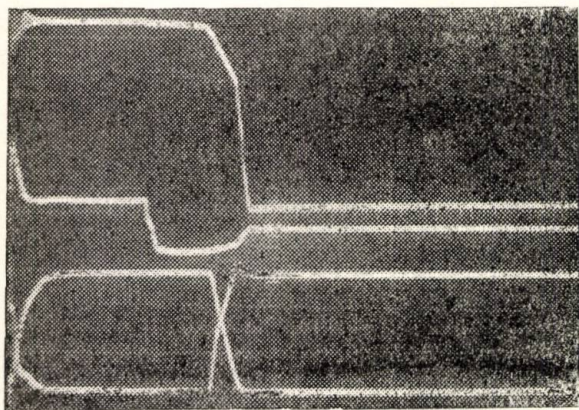
a. fără condensator de accelerare și cu negativarea moderată a bazei la blocare,



a)



b)



c)

Fig. 2 Semnalele reprezentative obținute cu circuitul din fig. 1: $v_{BE} - 5\text{V/div.}$, $i_B - 50\text{ mA/div.}$, $i_C - 0,5\text{A/div.}$, $v_{CE} - 20\text{ V/div.}$ Baza de timp — $1 \mu\text{s/div.}$

b. cu condensator de accelerare,
c. cu condensator de accelerare și negativarea puternică a bazei.

În fiecare dintre oscilogramme ordinea de prezentare a semnalului, de sus în jos, este :

— canalul 1 : tensiunea bază — emitor,

— canalul 2 : curentul de bază,

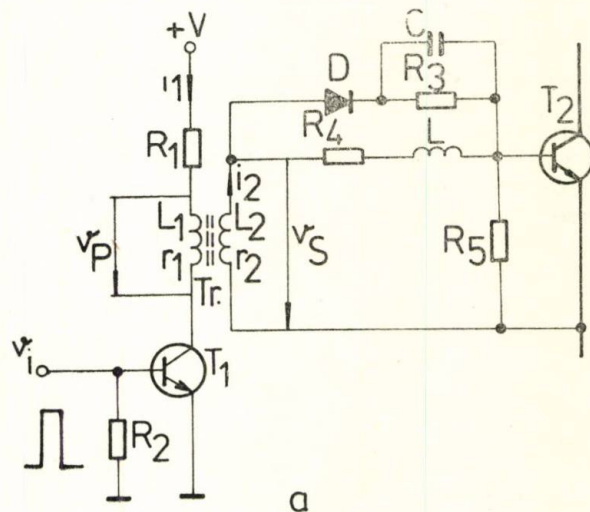
— canalul 3 : curentul de colector ; semnalul începe cu front crescător,

— canalul 4 (suprapus peste canalul 3 pentru a evidenția timpul de comutație) : tensiunea colector-emitor ; semnalul începe cu front scăzător.

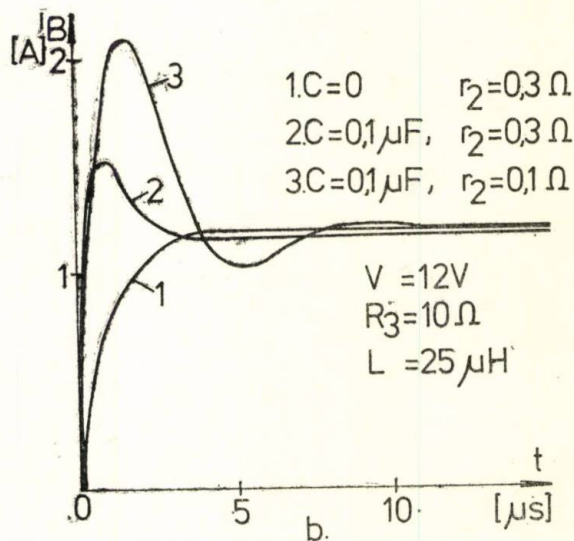
Se observă accelerarea comutației directe în figurile 2b și 2c și a celei inverse în figura 2c.

2. Comanda prin transformator de impulsuri

Schema circuitului este prezentată în figura 3a [9]. În acest circuit tranzistorul de comandă T_1 și tranzistorul întreruptor de putere T_2 sînt



a)



b.

Fig. 3 Comanda prin transformator de impulsuri :
a. schema circuitului de comandă,
b. formele de undă ale curentului bazei.

sincrone — conduc și se blochează concomitent. Tr este transformator de impulsuri; aceasta înseamnă că pe durata conducerii căderea palierului curentului primar este nesemnificativă, la fel cea a curentului secundar. Neglijând fluxul de scăpări și pierderile în miez, ecuațiile pentru primar și secundar sînt :

$$v_P = r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - L_{12} \frac{di_2}{dt} \simeq r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - \sqrt{L_1 L_2} \frac{di_2}{dt}, \quad (2)$$

$$v_S = -r_2 i_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} + L_{21} \frac{di_1}{dt} \simeq -r_2 i_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} + \sqrt{L_1 L_2} \frac{di_1}{dt}, \quad (3)$$

iar

$$\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{n_2}{n_1} = \frac{V_{SO}}{V_{PO}}, \quad (4)$$

în care

r_1 — rezistența înfășurării primare,
 r_2 — rezistența înfășurării secundare,
 L_1 — inductivitatea primarului,
 L_2 — inductivitatea secundarului,
 n_1, n_2 — numărul de spire din primar, respectiv secundar,

V_{PO}, V_{SO} — valorile de vîrf ale tensiunii primare, respectiv secundare la mers în gol.

La comutație directă, în circuitul bazei tranzistorului T_2

$$v_S = v_D + R_3 i_{R3} + v_{BEon}, \quad (5)$$

$$R_3 i_{R3} = C \frac{dv_C}{dt}, \quad (6)$$

și

$$i_{B,T2} = i_{R3} + i_C, \quad (7)$$

în care

v_D — căderea de tensiune directă pe dioda D ,

i_{R3} — curentul prin rezistorul R_3 ,

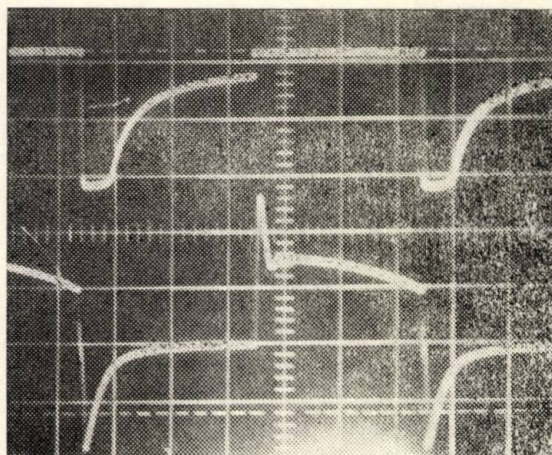
i_C — curentul prin condensatorul de accelerare C ,

v_C — tensiunea la bornele condensatorului,

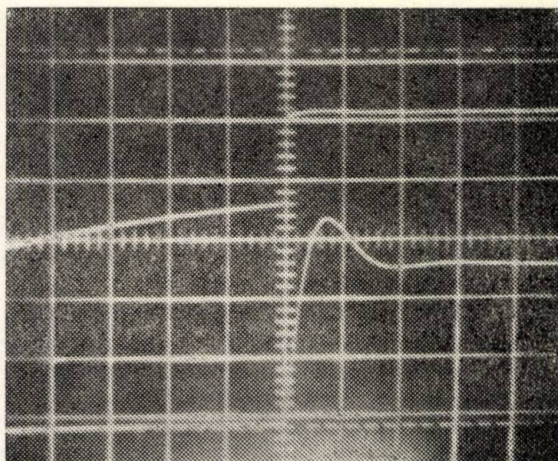
$i_{B,T2}$ — curentul în baza tranzistorului T_2 .

Rezolvînd sistemul (2) — (7) rezultă curentul bazei, reprezentat cu calculatorul în figura 3b [10] pentru valori uzuale ale componentelor.

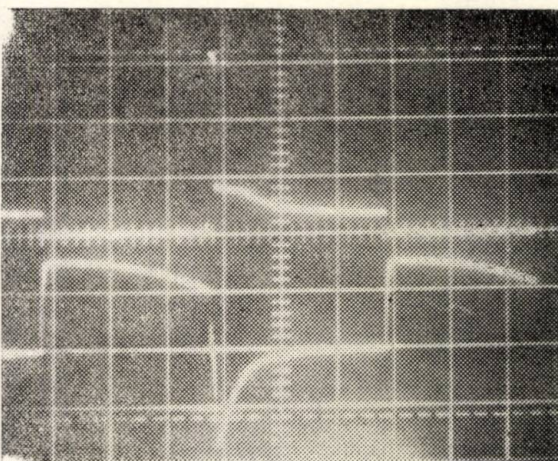
Același mod de variație este prezentat în oscilogramele din figura 4. În figura 4b este



a)



b)



c)

Fig. 4. Semnalele reprezentative obținute cu circuitul din fig. 3.

a. Sus : v_{BE} — 5 V/div. Jos : i_B — 1,3 A/div.
 Baza de timp : 5 μ s/div., $C = 0,1 \mu$ F.

b. Sus : v_{BE} — 5 V/div. Jos : i_B — 0,5 A/div.
 Baza de timp : 0,5 μ s/div., $C = 0,1 \mu$ F.

c. Sus : v_{CE} — 50 V/div. Jos : i_B — 0,8 A/div.
 Baza de timp : 5 μ s/div., $C = 0$.

extins intervalul de timp corespunzînd comutației directe cu condensator de accelerare.

Lipsa condensatorului de accelerare a fost simulată în figura 3b — curba 1 — și reprodusă experimental în figura 4c — canalul de jos.

Pentru polarizarea inversă a bazei tranzistorului T_2 la blocare, s-a introdus bobina de acumulare L în circuitul bazei. Cînd tranzistorul de comandă T_1 se blochează, polaritatea tensiunii v_s se inversează, inductivitatea L generează un vîrf de tensiune negativă și are loc străpungerea joncțiunii B-E a tranzistorului întreruptor de putere (fig. 4a, 4c). Energia magnetică acumulată în inductivitatea L și în transformatorul de impulsuri este disipată în circuitul bazei tranzistorului T_2 . Tensiunea colector-emitor a tranzistorului de comandă T_1 devine

$$V_{CEmax,T1} \approx V + \frac{n_1}{n_2} V_{EBstr,T2} \quad (8)$$

(în care $V_{EBstr,T2}$ este tensiunea de străpungere în conducție inversă a joncțiunii B-E a tranzistorului T_2 : $V_{EBstr,T2} \approx 12$ V în fig. 4a). Acest salt de tensiune este arătat în figura 4c. Amplitudinea sa este determinată de raportul de transformare n_1/n_2 al transformatorului de impulsuri: în oscilogramă $V_{CEmax,T1} \approx 150$ V. Tranzistorul de comandă trebuie să aibă, din această cauză, tensiunea de străpungere V_{CEO} mai mare decît valoarea calculată cu relația (8). Pentru

funcționare sigură timp îndelungat, literatura recomandă [3]:

$$V_{CEO} = 2V_{CEmax,T1} \quad (9)$$

Cu circuitul prezentat durata conducției tranzistorului final T_2 este limitată de cantitatea de energie magnetică ce se poate acumula în transformatorul de impulsuri; acest fapt restrînge domeniul de utilizare al circuitului de comandă. Avantajele sale sînt totuși importante:

- simplitatea schemei,
- separarea galvanică prin transformator,
- lipsa surselor auxiliare de alimentare.

În continuare este prezentat un circuit de comandă la care durata conducției tranzistorului final nu depinde de caracteristicile transformatorului folosit.

3. Comandă de durată prin transformator de separare

Circuitul din figura 5 [11] asigură:

- curent de comandă bipolar în baza tranzistorului final T_4 ,
- protecție la suprasarcină prin dioda D_4 ,
- separare galvanică printr-un mic transformator nepretențios, care derivează impulsurile dreptunghiulare aplicate la intrare.

Triggerul Schmitt realizat cu comparatorul (2)311 are rol de formator de impulsuri și res-

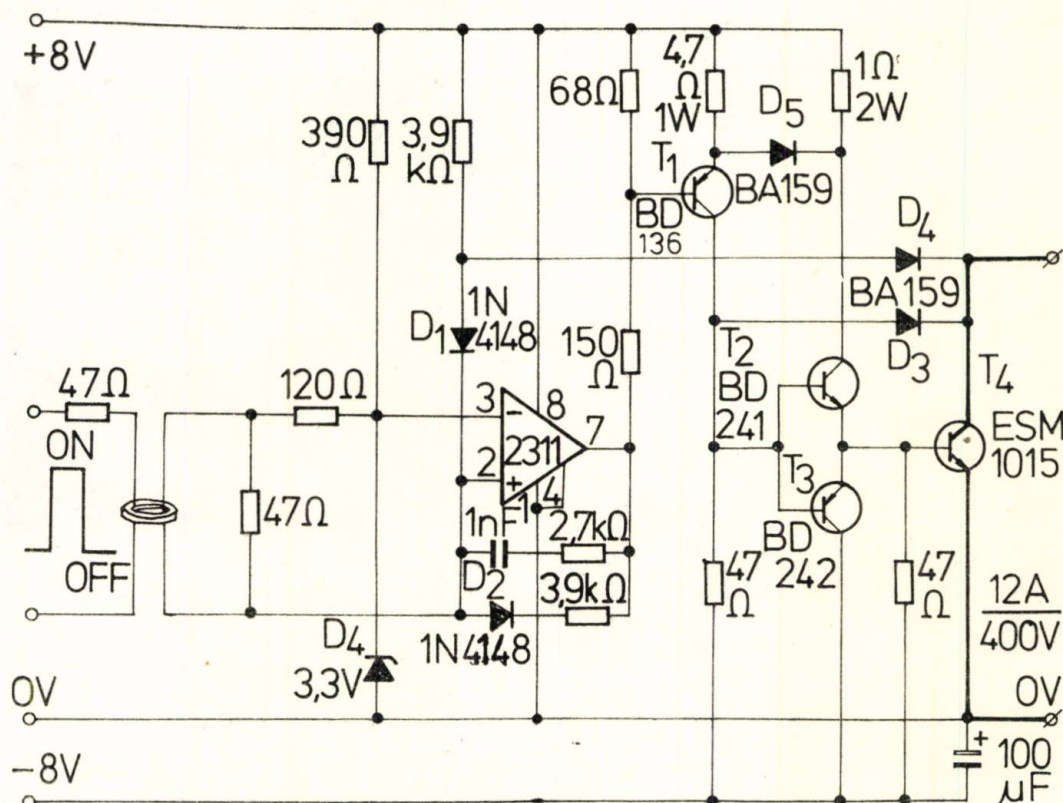


Fig. 5. Circuit de comandă cu separare galvanică prin transformator, pentru frecvențe de intrare oricît de joase.

taurează forma semnalului aplicat la intrare. Fără semnal, ieșirea comparatorului este SUS din cauză că intrarea inversoare este menținută la $+3,3$ V de D_6 , iar intrarea neinversoare este trasă la V^+ prin D_1 și rezistorul de $3,9$ k Ω . Dioda D_2 nu conduce, configurația comparatorului este în buclă deschisă.

La apariția unui vîrf negativ de tensiune la intrarea neinversoare, ieșirea trece în starea JOS, deschide tranzistoarele T_1 , T_2 , T_4 și dioda D_4 și se agață prin tragerea intrării neinversoare JOS. Noua configurație are reacție pozitivă, deci este un trigger Schmitt.

Tranzistoarele T_1 și T_2 sînt generatoare de curent constant:

$$I_{C,T1} \approx \frac{68 \Omega}{68 \Omega + 150 \Omega} (V^+ - v_{oL}) - v_{BE,T1} \approx \frac{4,7 \Omega}{4,7 \Omega} \approx 0,33 \text{ A}, \quad (10)$$

$$I_{E,T2} \approx \frac{68 \Omega}{68 \Omega + 150 \Omega} (V^+ - v_{oL}) - v_{BE,T1} + v_{D5} \approx \frac{1 \Omega}{1 \Omega} \approx 2,3 \text{ A}, \quad (11)$$

în care

$I_{C,T1}$ este curentul de colector al tranzistorului T_1 ,

$I_{E,T2}$ — curentul de emitor al tranzistorului T_2 ,
 $V^+ = 8$ V — tensiunea de alimentare pozitivă (fig. 5),

$v_{oL} \approx 0,75$ V tipic — tensiunea de ieșire a comparatorului 311 în starea JOS,

$v_{BE,T1}$ — tensiunea bază — emitor a tranzistorului T_1 și

v_{D5} — căderea de tensiune directă pe dioda D_5 .

Tranzistorul T_4 se deschide pînă la limita intrării în conducție a diodei D_3 (limitatoare Baker [12]), deci nu se saturează. Se obține astfel comutația rapidă a tranzistorului de ieșire. În funcționare normală

$$v_{CE,T4} = 3v_{BE} - v_{D3} \approx 2,5 \text{ V}. \quad (12)$$

Tranzistorul T_4 se menține în conducție pînă la apariția unui vîrf de tensiune pozitiv la intrarea neinversoare a comparatorului, odată cu revenirea tensiunii de intrare la nivelul zero, sau la creșterea accidentală a tensiunii $v_{CE,T4}$ peste $3,3$ V. Prin $D_1 - D_4$ intrarea neinversoare a comparatorului urmărește continuu potențialul colectorului tranzistorului T_4 (bootstrap). La apariția unui supracurent suficient de mare pentru ca $v_{CE,T4}$ să depășească $3,3$ V, tranzistoarele T_1 , T_2 , și T_4 se blochează. Prin grupul

$1nF - 2,7$ k Ω este asigurat un timp minim de conducție.

Blocarea tranzistorului T_1 atrage după sine deschiderea tranzistorului T_3 care descarcă condensatorul de $100 \mu F$ direct pe joncțiunea BE a tranzistorului T_4 , extrăgînd rapid purtătorii din regiunea bazei și asigurînd astfel o comutație inversă eficientă.

Cu acest circuit se pot obține timpi de conducție practic oricît de lungi.

4. Comanda cu circuite integrate specializate

S-a impus în ultimul deceniu și reprezintă soluția optimă în cazul comutației unor puteri de ordinul zecilor de watti în circuitul bazei. Pentru puteri de atac mai mari, se folosesc circuite hibride sau componente discrete. În figura 6a pentru comanda în bază este folosit un circuit integrat monolitic [12]. Forma de

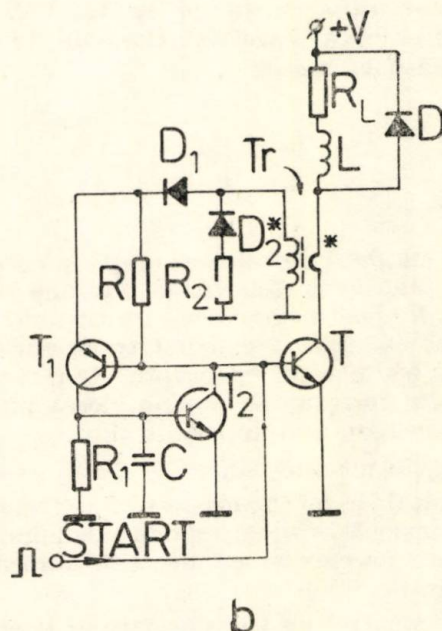
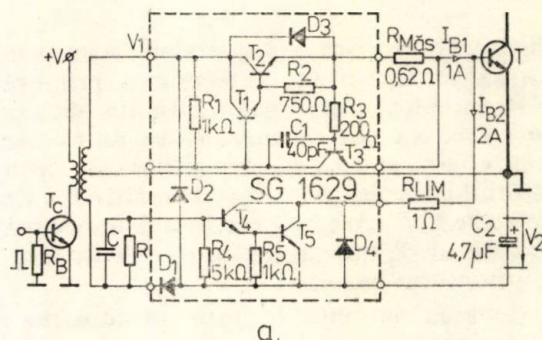


Fig. 6. Comanda unui tranzistor intreruptor de putere:
a. cu circuit integrat specializat,
b. prin transformator de curent, din circuitul colectorului.

undă a curentului bazei realizată cu acest circuit corespunde celei mai eficiente comutații (fig. 4a).

La comutație directă, grupul de tranzistoare T_1 , T_2 , T_3 funcționează ca un generator de curent a cărui valoare este programabilă prin rezistorul extern R_{Mds} :

$$I_B \approx \frac{0,65 \text{ V}}{0,62 \Omega} \approx 1 \text{ A.} \quad (13)$$

Condensatorul intern C_1 saturează în primele momente tranzistorul de sesizare T_3 ; acesta asigură supracreșterea inițială dorită (prin T_3).

La blocare, condensatorul C_2 polarizează învers joncțiunea BE a tranzistorului T , pînă la apariția străpungerii și menține acest regim pe durata căderii curentului de colector.

5. Comanda prin transformator de curent din circuitul colectorului

În figura 6b este prezentat atacul bazei prin transformator de curent. Înfășurarea primară legată în circuitul colectorului are un număr mic de spire, n_1 , cea secundară are un număr mai mare de spire, n_2 și polarizează baza tranzistorului întreruptor T prin rezistența de valoare redusă R . Această rezistență împreună cu tranzistorul T_1 constituie un circuit de sesizare a curentului bazei.

Funcționarea circuitului este următoarea: la aplicarea unui impuls de start apare un curent de colector care crește cu panta V/L și se induce în circuitul bazei [4]. Curentul de bază rezultat satisface relația

$$\frac{i_B}{i_c} = \frac{n_1}{n_2}; \quad (14)$$

odată cu curentul de colector crește și curentul de bază, pînă cînd căderea de tensiune pe rezistența R poate deschide tranzistorul T_1 . Atunci T_1 comută, deschizînd tranzistorul T_2 și blocînd tranzistorul întreruptor de putere T . Tranzistorul întreruptor rămîne blocat pînă la aplicarea următorului impuls de start.

Avantajele metodei sînt:

- circuitul bazei tranzistorului întreruptor T consumă în fiecare moment minimul de putere necesar și nu necesită alimentare separată;
- prin raportul de transformare al transformatorului de curent se poate programa i_B ; o valoare suficient de mare pentru i_B conduce la tensiune de saturație minimă pe tranzistorul întreruptor;
- curentul maxim al bazei este programabil prin rezistența R .

6. Circuite de comandă pentru tranzistoare MOSFET de putere

Principalele avantaje ale tranzistoarelor MOS de putere față de cele bipolare sînt următoarele [13]:

— comutația sigură și fără problemele asociate străpungerii secundare, a timpilor de stocare, a comenzii în bază; în consecință, se reduce substanțial timpul de proiectare a circuitului de comandă,

— puterea de comandă redusă simplifică schema și mărește randamentul circuitului,

— frecvența maximă de lucru nu mai este determinată de tranzistorul întreruptor ci de pierderile de energie în componentele pasive.

În figura 7 a este prezentat un convertor flyback la realizarea căruia s-au implementat numai dispozitive MOS: porți CMOS și un tranzistor MOS vertical de putere. Experimental, s-au obținut peste 50 W în sarcină, la o frecvență de lucru de 100 kHz, cu un tor de ferită avînd diametrul exterior de 42 mm și secțiunea de 2 cm². Circuitul de comandă al tranzistorului întreruptor de putere se reduce la trei operatori NU din bufferul 4049 puși în paralel petru reducerea timpilor de comutație ai tranzistorului final [14–16].

Același procedeu este folosit în figura 7b pentru comutația unui tiristor cu blocare pe poartă (GTO). Tiristorul este comandat în catod cu un tranzistor MOSFET de putere, care întrerupe sau conduce curentul catodic al GTO. Avantajele acestui mod de comandă sînt [17]:

- putere de comandă practic nulă;
- posibilitatea de a folosi un tranzistor MOS cu tensiune de străpungere redusă (50 V la BUZ 10), pentru că în funcționare tensiunea drenă-sursă crește numai pînă la circa 12 V cu circuitul din figura 7b, chiar dacă tiristorul GTO comută tensiuni mari;
- timpi de comutație de circa 1 μs;
- posibilitatea de întrerupere a unui curent anodic de peste 10 A.

Cel mai nou procedeu de comandă pentru tranzistoarele de putere este cel prin cuplor piezoelectric. Acesta este un dispozitiv ceramic recent creat [18], a cărui funcționare se bazează pe efectul piezoelectric direct și invers. Circuitul din figura 7c generează un semnal dreptunghiular din figura 7c generează un semnal dreptunghiular cu frecvența de 90 kHz, pe care îl aplică intrării piezocuplorului. Se obține astfel o undă ultrasonoră ce străbate porțiunea nemetalizată (separare galvanică) a cristalului. Redresat de cele două diode BAW, acest semnal comută tranzistorul VMOS BUZ 23. Unul dintre avantajele procedurii este acela că nu necesită o sursă auxiliară de alimentare.

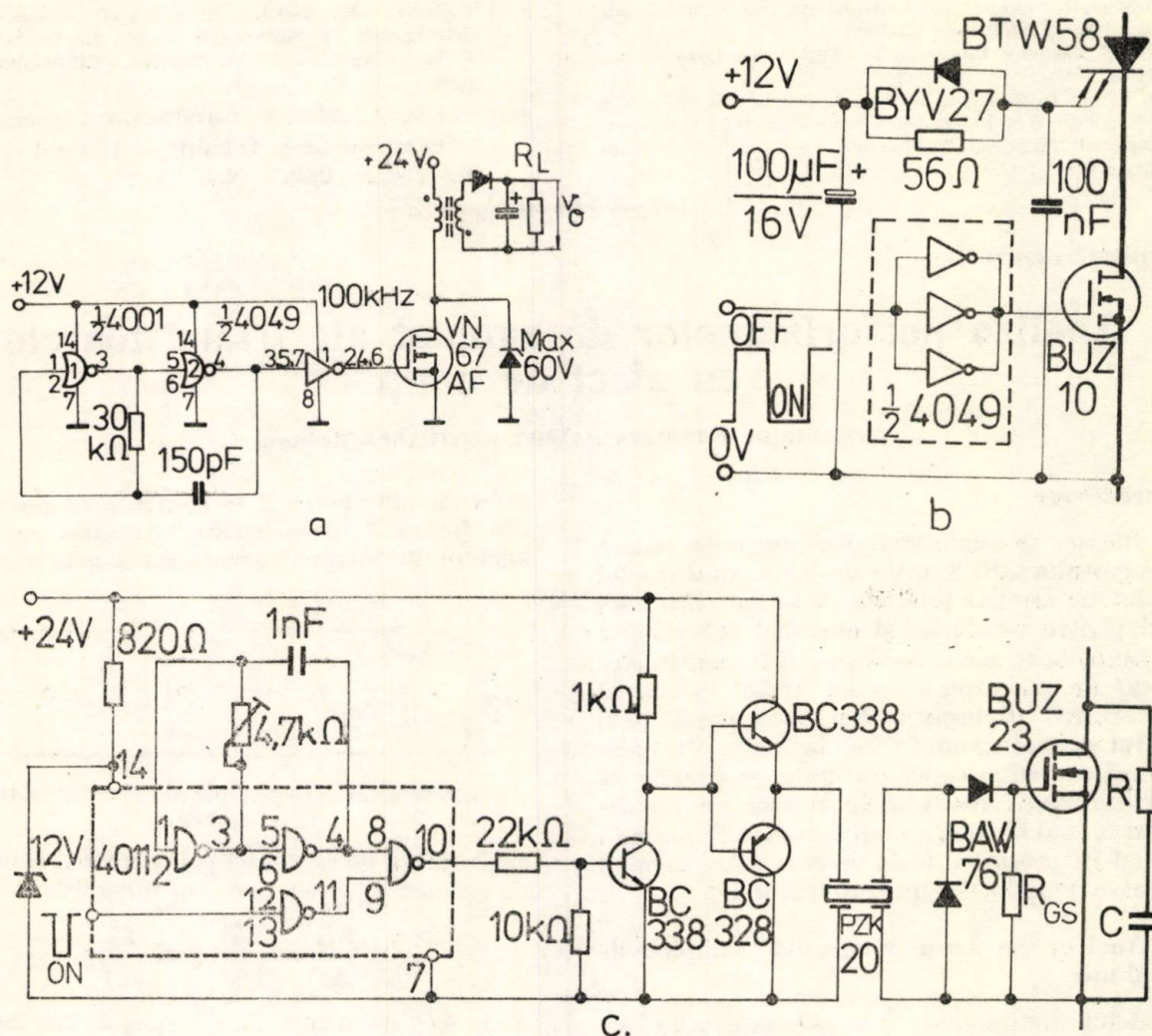


Fig. 7. Circuite de comandă pentru tranzistoare MOSFET de putere :
a, b. cu porți logice, c. prin cuplor piezoelectric.

7. Concluzii

Există o mare diversitate de circuite pentru comanda tranzistoarelor de putere în regim de comutație. De fapt, fiecare circuit de comandă reprezintă o soluție adaptată unei anumite aplicații.

În majoritatea aplicațiilor se impune separarea galvanică între partea de comandă și cea de putere. Circuitele prezentate răspund acestei necesități.

Toate schemele prezentate asigură comutația rapidă a dispozitivului întreruptor de putere, deci pierderi minime în comutație

Bibliografie

- [1] Bozotti C., Gatti A., Frasca, M. Optimum Base Drive vs. Collector Current Waveform; Driving Circuits for Switching Transistors, SGS-ATES Design Notes DN328 DN308, 1982.
- [2] Rischmüller, K., Redoutey, J. ș.a. Power Transistors in the Switching Mode. Sescosom-Thomson CSF, 1976.
- [3] * * * Power Transistors and Power MOSFETs Drive Circuits. C Motorola Inc., 1983.
- [4] * * * MBLE. Components and Know-How for Switched-Mode Power Supply. Third edition, Bruxelles, 1981.
- [5] Budișevskii, I.D. ș.a. Visocovoltneie siloviiie tranzistori. Electrotehnica 3 — 1982. Energoizdat, Moskva.
- [6] Sekyia, T., Shoichi, F. ș.a. Advancing Power Transistors and Their Applications to Electronic Power Converters. C. 1981 by Fuji Electric Co., Ltd.
- [7] * * * IPRS Băneasa. Tranzistoare de putere și de comutație. Foi tehnice, 1985.
- [8] * * * Transistoren für NF — und Schaltanwendungen. Telefunken Datenbuch, 1985.
- [9] Voiculescu, E. Simulare numerică și rezultate experimentale în comanda motoarelor pas cu pas. În rev. EEA-Electrotehnica, 33 (1985) nr. 1.
- [10] Voiculescu, E. Ref. II de doctorat. Cap. Comutația tranzistorului de ieșire al convertoarelor de putere. I. P. Cluj-Napoca, Dec. 1981.
- [11] Sendrane, G., Rischmüller, K., Prelz, O. Transformatoare d'impulsi per circuiti a ponte. În rev. Selezione di tecnica Radio, Tv, Hifi Elettronica, nr. 6/1982.
- [12] * * * Silicon General. — Linear Product Catalog 1985. Garden Grove, Ca.
- [13] Jansson, L.E., Harper, D. J. The Application of Power MOS Transistors in Switched-Mode Power Supplies. În Proceedings PCI, 1982.

- [14] Griebel, U., Krumm, M. Leistung-MOSFETs als schnelle Schalter. In Elektronik 18/1982.
- [15] * * * Siemens Power MOS Transistors Data Book, 1985.
- [16] * * * 40 to 80 V d.c. input, 5 V 100 W output, SMPS using a BUZ 36 Power MOS transistor and ETD cores. Mullard Technical Publication 12805501, C Mullard Ltd., 1984.
- [17] Voiculescu, E., Mican, S. Rezultate obținute la comanda tiristoarelor cu blocare pe poartă. Comunicată la al IV-lea simpozion ELECTROINF, Cluj-Napoca, Mai 1985.
- [18] Pichler, A., Schott, W. Potentialfreie Ansteuerung von Leistungstransistoren. Industrie elektrisch und elektronisch, 27. Jahrgang 1982, nr. 4.

CZ 621.382;621.391.82

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÂMP
PERFORMANȚE DE ZGOMOT

Analiza performanțelor de zgomot ale tranzistoarelor cu efect de câmp

CHEORGHE GHERMAN*, AUREL GONTEAN* — Timișoara

Introducere

În lucrare se analizează din punct de vedere al zgomotului JFET-urile pe baza unui model complet de semnal mic. Se stabilesc relații de calcul pentru tensiunea și curentul echivalente de zgomot la intrare. Se tratează în continuare un etaj de preamplificare cu JFET în scopul caracterizării performanțelor de zgomot prin raportul semnal/zgomot (S/Z) la ieșire. Pe această bază se deduc condițiile pe care trebuie să le îndeplinească rezistențele rețelei de polarizare în scopul obținerii unui raport S/Z maxim. În final se prezintă unele recomandări privind realizarea etajelor de preamplificare.

1. Analiza pe baza modelului complet de semnal mic

Modelul complet de semnal mic este cel acceptat în literatură [1] și prezentat în figura 1. În [1] analiza JFET-ului din punct de vedere al zgomotului este efectuată în cazul particular $R_s = 0$, neglijându-se capacitatea C_{gd} . Analiza de mai jos este valabilă pentru orice rezistență $R_s \ll r_{ds}$ și $R_s \ll 1/\omega C_{gd}$. Capacitatea C_{gd} se transpune pe baza teoremei lui Miller, rezultând schema echivalentă din figura 2, în care:

$$C = C_{gs} + (1 + g_m R_s) C_{gd}. \quad (1)$$

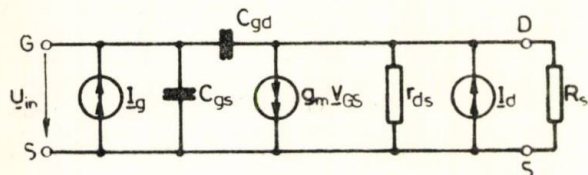


Fig. 1. Semnalul complet de semnal mic.

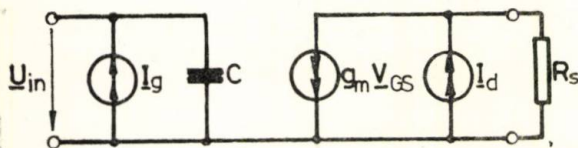


Fig. 2. Schema de zgomot.

Schema din figura 2 se echivalează cu schema din figura 3 în care sînt introduse sursele de zgomot la intrare caracterizate prin tensiunea

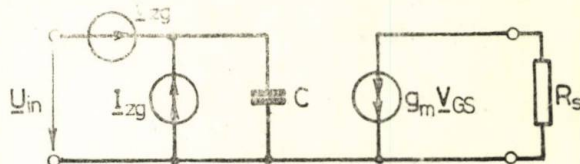


Fig. 3. Schema de zgomot în care sînt introduse și sursele de zgomot.

echivalentă de zgomot V_{zg} și curentul echivalent de zgomot I_{zg} . Pentru $U_{in} = 0$ rezultă:

$$\frac{V_{zg}^2}{\Delta f} = \frac{8kT}{3g_m} + K \frac{I_D^a}{g_m^2 f}, \quad (2)$$

unde Δf este banda de zgomot, k constanta lui Boltzmann, T temperatura absolută iar K și a constante.

Se observă că tensiunea V_{zg} nu depinde de capacitatea C_{gd} , ceea ce explică obținerea aceleiași relații pentru V_{zg} în [1].

Considerînd mai departe $I_{in} = 0$, se obține:

$$\frac{I_{zg}^2}{\Delta f} = 2q I_{GSS} + \frac{4\pi^2 f C^2}{g_m} \left(\frac{8kTf}{3} + K \frac{I_D^a}{g_m} \right) \quad (3)$$

$I_{zg}/\sqrt{\Delta f}$ crește la creșterea capacității C și a frecvenței f . Valoarea sa tipică este mai mică decît $0,1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ și se poate neglija la frecvențe mai mici de 30 kHz și pentru rezistențe R_g ale sursei de semnal mai mici de 100 kΩ; această valoare este mult mai mică decît cea indicată în literatură (10 MΩ în [2]).

Pentru a obține un preamplificator cu zgomot mic și bandă largă (100 kHz sau mai mult) trebuie realizată o conexiune cascăd cu 2 JFET-uri sau cu un JFET la intrare și un tranzistor bipolar la ieșire. Prin aceasta se asigură o valoare mică pentru capacitatea C și deci o bandă largă în condițiile unei amplificări relativ mari.

* Institutul Politehnic — Timișoara.

2. Etaj de preamplificare cu JFET

În figura 4 este dată o schemă de preamplificator cu JFET iar în figura 5 schema echivalentă din punct de vedere al zgomotului.

În literatură [1, 2, 3, 4] o sursă de semnal se reprezintă ca în figura 6, pe R_g considerându-se că apare o tensiune de zgomot termic U_{zgg} egală cu :

$$U_{zgg} = \sqrt{4kT \Delta f R_g}. \quad (4)$$

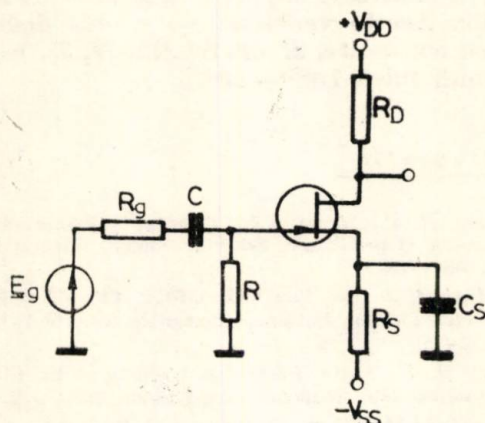


Fig. 4. Schema de preamplificare cu JFET.

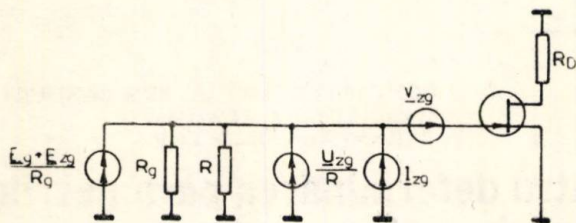


Fig. 5. Schema echivalentă din punct de vedere al zgomotului.

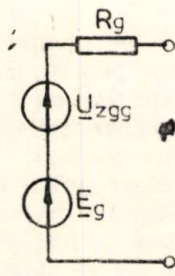


Fig. 6. O sursă de semnal, considerându-se că pe R_g apare o tensiune de zgomot termic.

În practică sînt foarte puține cazurile cînd se lucrează cu o asemenea sursă. Cele mai uzuale sînt cazurile cînd R_g este o rezistență de ieșire nefizică și deci nezmotoasă. De aceea s-a preferat folosirea unei tensiuni de zgomot independente E_{zg} , ea putînd fi precizată prin raportul S/Z la intrare :

$$\left. \frac{S}{Z} \right|_{in} = 20 \log \frac{E_g}{E_{zg}}. \quad (5)$$

Asupra rezistenței R_g nu se poate de obicei acționa. Se poate încerca varierea lui R_g prin cuplaj prin transformator, cu avantaje și dezavantaje.

Analiza performanțelor de zgomot se simplifică dacă se observă că la o amplificare de ordinul zecilor se poate neglija tensiunea de zgomot din rezistența R_s și de la intrarea etajului următor. Pentru calculul raportului S/Z în grilă se observă că tensiunea utilă în grilă este :

$$U_{ut} = \frac{E_g R}{R_g + R}, \quad (6)$$

și că tensiunea de zgomot totală în același punct este :

$$\begin{aligned} U_{zgt} = & E_{zg} \frac{R}{R_g + R} + U_{zg} \frac{R_g}{R_g + R} + \\ & + I_{zg} \frac{R_g R}{R_g + R} + U_{zg}. \end{aligned} \quad (7)$$

Cu acestea, raportul S/Z în grilă este :

$$\begin{aligned} \left. \frac{S}{Z} \right|_g = & 10 \log \frac{U_{ut}^2}{U_{zgt}^2} = \\ = & 10 \log \frac{E_g^2}{E_{zg}^2 + 4kT \Delta f \frac{R_g^2}{R} + I_{zg}^2 R_g^2 + V_{zg}^2 \left(1 + \frac{R_g}{R} \right)^2}, \end{aligned} \quad (8)$$

egal practic cu cel de la ieșire. Din relația (8) se observă că raportul S/Z crește la creșterea rezistenței R . Cu alte cuvinte, contribuția zgomotului termic din rezistența R la degradarea raportului S/Z se reduce la creșterea rezistenței R . În plus, prin rezistența R trece un curent foarte mic (I_{GSS}) și de aceea se poate considera că în ea apare numai zgomot termic. În concluzie, la acest etaj nu este indicată realizarea adaptării în putere.

Factorul de zgomot al etajului rezultă de forma :

$$\begin{aligned} F = & 10 \log \left[1 + \frac{4kT \Delta f R_g^2}{E_{zg}^2 R} + \frac{I_{zg}^2 R_{zg}^2}{E_{zg}^2} + \right. \\ & \left. + \frac{V_{zg}^2}{E_{zg}^2} \left(1 + \frac{R_g}{R} \right)^2 \right], \end{aligned} \quad (9)$$

el fiind, așa cum era de așteptat, cu atît mai mic cu cît rezistența R este mai mare.

3. Realizarea etajelor de preamplificare

Tendința actuală este de-a realiza etaje de preamplificare cu zgomot redus utilizând JFET-uri. JFET-urile uzuale se pot folosi pentru $R_g > (1-5) \text{ k}\Omega$ iar cele speciale destinate zgomotului mic pentru $R_g > 500 \Omega$ [2]. Pentru

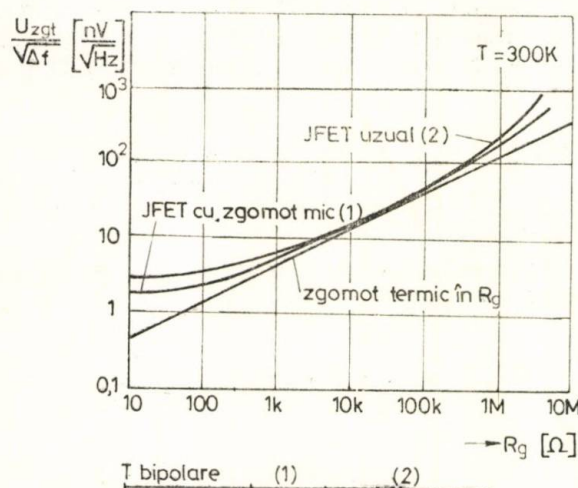


Fig. 7. Se demonstrează că pentru $R_g > 5 \text{ k}\Omega$ tensiunea de zgomot la intrare se confundă practic cu tensiunea de zgomot din R_g .

valori mai mici ale lui R_g se vor folosi tranzistoare bipolare. Din figura 7 se observă că pentru $R_g > 5 \text{ k}\Omega$ tensiunea totală de zgomot la intrare se confundă practic cu tensiunea de zgomot din R_g , aceasta fiind teoretic limita inferioară. Pentru $R_g > 5 \text{ k}\Omega$ nu se justifică utilizarea JFET-urilor cu zgomot mic întrucât și cele uzuale permit obținerea de performanțe de zgomot bune. Concluziile de mai sus se bazează pe verificări experimentale făcute asupra unor tranzistoare bipolare și a unor JFET-uri uzuale. Aceste verificări au permis deducerea valorii constantei K din relațiile (2, 3), ea fiind cuprinsă între 10^{-14} — 10^{-17} .

Bibliografie

- [1] Gray, R. P., Mayer, G.R. Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare. Editura tehnică, București, 1983, p. 589—608.
- [2] Maxwell, J. The Low Noise JFET. The Noise Problem Solver. Catalog National Semiconductor AN 151, 1976, p. 1—6.
- [3] Ott, H. W. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. John Wiley & Sons, London, 1975, p. 220—227.
- [4] Kubicek, M. Navrh zesilovace z hlediska sumu v oblasti nizkych a srednich kmitoctu. Sdelovaci technika, Praha, nr. 7/1983, p. 255—258.

CZ : 621.3.017;621.317.083

CONTACTUL METAL SEMICONDUCTOR
MĂSURĂTORI AUTOMATE
PARAMETRII ELECTRICI

SEMICONDUCTOR—program pentru determinarea parametrilor tipici ai contactelor metal-semiconductor

GHEORGHE BREZEANU *, VICTOR TRĂISTARU **, PAULA TRĂISTARU ** — București

Introducere

Contactul metal-semiconductor (CMS) este prezent în toate dispozitivele semiconductoră și circuitele integrate. Contactele redresoare (Schottky) sînt folosite îndeosebi ca dispozitive de sine stătătoare, diode Schottky [1]. De asemenea ele intră în componența tranzistoarelor MESFET și circuitelor integrate Schottky, [2]. Înălțimea barierei energetice, Φ_B , parametrul electric principal al contactului Schottky, are valori uzuale între 0,6 și 0,9 V. Determinări precise pentru Φ_B sînt solicitate de spectrul larg de aplicații al diodelor Schottky. O eroare de numai 3% în barieră conduce la erori de 100% în evaluarea curentului direct (la o tensiune dată) prin diodă [1].

Contactele ohmice asigură accesul electric din exterior la dispozitiv. Reducerea spectaculoasă a dimensiunilor geometrice în circuitele

integrate pe scară foarte mare (VLSI) impune constrîngerii severe pentru contactele ohmice. Un factor de scalare egal cu k determină micșorarea de k^2 ori a rezistenței specifice de contact (RSC). Pentru un contact ohmic de $1 \mu\text{m}^2$ rezistența specifică ar trebui să fie mai mică de $5 \cdot 10^{-7} \Omega\text{cm}^2$ [3—5]. Evaluarea corectă a unor valori atît de reduse de RSC solicită măsurători automate și prelucrarea datelor pe calculator [4].

SEMICONDUCTOR — este un Sistem Electronic de Măsurare Individuală a CONTACTELOR și Determinare a Caracteristicilor Tipice pentru cele Ohmice și Redresoare. Sistemul este constituit din calculatorul HP 9835A ce comandă sistemul automat de măsură și achiziție de date (HP 3052A) și dispozitivul ce realizează testarea automată a structurilor — tacul, TELEDYNE PR 100 (fig. 1). Pentru investigații se folosește o structură specială de test ce conține contacte metal-semiconductor circulare și pătrate de diferite arii [6].

* Institutul Politehnic—București.

** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare—Băneasa—București.

1. Schema logică a programului

Programul rulat pe calculatorul HP 9835A este conceput în limbajul BASIC datorită facilităților pe care le oferă acest limbaj conversațional. Mai întâi se identifică tipul contactului: Schottky sau ohmic. Urmează apoi 2 căi de lucru. O cale, ce vizează determinarea parametrilor tipici ai contactelor (diodelor) Schottky, are schema logică din figura 2. A doua cale, specifică contactelor ohmice, are organigrama dată în figura 3.

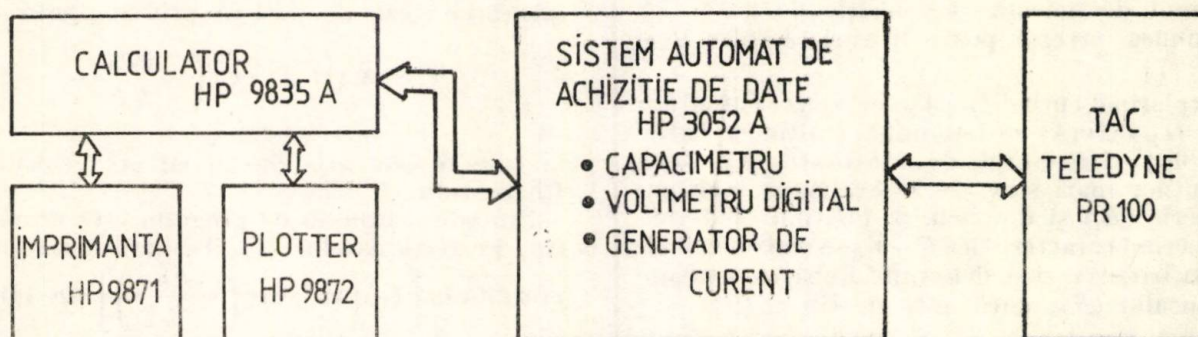


Fig. 1. Schema de interconectare a calculatorului, sistemului de achiziție de date și TAC-ului.

Blocul de inițializare, în ambele situații, cuprinde: dimensionarea vectorilor folosiți în program, inițializarea variabilelor și valorile

rectă, $I_F - V_F$ și capacitate-tensiune inversă, $C - V_R$. Fiecare caracteristică este trasată

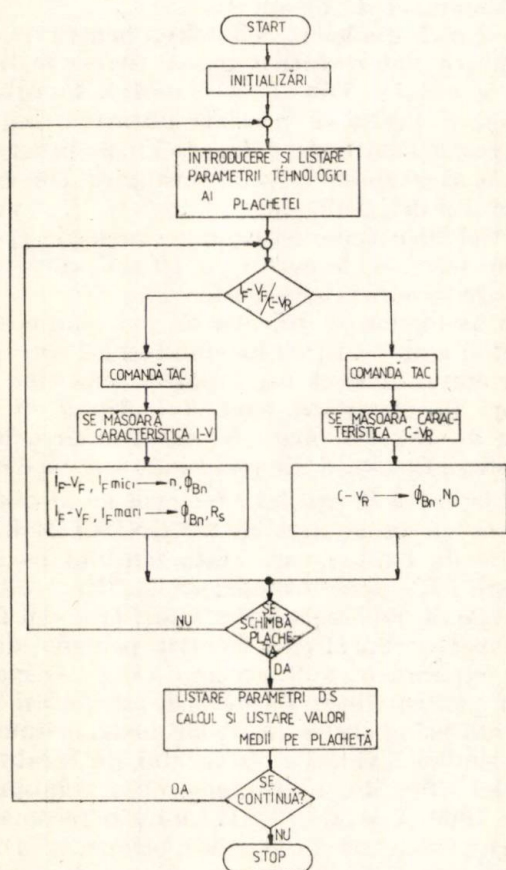


Fig. 2. Organigrama secțiunii din programul SEMICONDUCTOR ce vizează determinarea parametrilor electrice ai diodei Schottky.

unor constante necesare în determinări. După introducerea și listarea parametrilor tehnologici ai CMS (metalul, tipul și doparea semiconductorului, temperatura și timpul tratamentului postmetalizare etc.) calculatorul comandă TACul. Se poziționează sonda pe structură conectându-se CMS în circuitul de măsură. Urmează măsurătorile electrice.

La diodele Schottky se măsoară caracteristicile (fig. 2): curent-tensiune în conducție di-

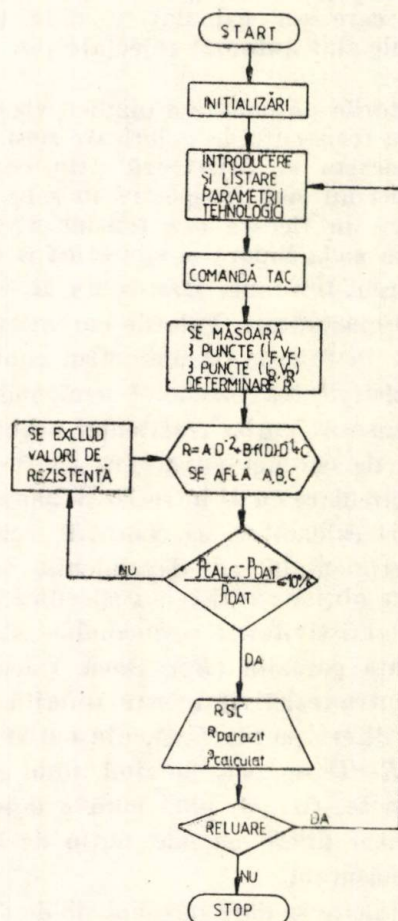


Fig. 3. Schema logică a părții din programul SEMICONDUCTOR destinată evaluării parametrilor electrice ai contactelor ohmice.

prin minimum 30 puncte. Pe o plachetă se măsoară cel puțin 10 diode identice.

Pentru curba $I_F - V_F$ de la sursa de curent a sistemului de măsură se injectează curenți între 0,5 μ A și 100 mA. Tensiunea V_F , asociată fiecărui curent, este media aritmetică a 10 măsurători care se fac într-un timp egal cu perioada rețelei de alimentare. Se elimină astfel erorile de măsură datorate „brumului de rețea”. Pentru determinarea caracteristicii $C - V_R$ se utilizează puntea HP de 1MHz înglobată în sistemul de măsură și achiziție de date [7]. Tensiunea inversă poate fi variată între 0 și 40 V [7].

Explorînd curba $I_F - V_F$ în zona curenților mici ($I_F < 1$ mA) se determină înălțimea barierei (Φ_B) și factorul de idealitate (n). Zona curenților mari servește la evaluarea rezistenței serie (R_s) și din nou, a înălțimii barierei. Prelucrînd caracteristica $C - V_R$ se reobține, înălțimea barierei, și se determină doparea semiconductorului (N_D , dacă este de tip n) [8].

După terminarea măsurătorilor și determinărilor pe o plachetă se afișează parametri tipici (Φ_B cu 3 valori, n , R_s , N_D) pentru fiecare diodă investigată, valorile medii pe plachetă ale acestor parametrii, precum și numărul de diode pe care s-a calculat mediile (valorile neplauzibile sînt automat rejectate din calculul mediilor).

Măsurătorile pe contacte ohmice vizează determinarea rezistenței la polarizare zero (fig. 3). Pentru aceasta se injectează prin contact 3 curenți într-un sens, respectiv în sens invers; se măsoară în fiecare caz tensiunea. Curenții se aleg din zona liniară și simetrică a caracteristicii curent-tensiune. Rezistența R este deci media a 6 măsurători. Valorile curenților injectați diferă în funcție de diametrul contactului (D) și rezistivitatea plachetei semiconductoare [8]. Se trasează curba rezistenței măsurate de diametrul de contact (structura de test are 8 contacte circulare cu D între 10 și 250 μ m [6]).

Apoi, pe calculator, se compară caracteristica experimentală cu dependența teoretică $R - D$ și se obține: rezistența specifică de contact (r_c) rezistivitatea semiconductorului (ρ) și rezistența parazită (R_p). Dacă valoarea rezultată pentru rezistivitate este diferită de cea măsurată direct pe plachetă, din curba experimentală $R - D$ se scot, pe rînd, unul sau mai multe puncte, (fig. 3) pînă cînd ρ determinat pe calculator diferă cu mai puțin de 10% de valoarea măsurată.

În continuare se descriu tehnicile de determinare a parametrilor electrice ai CMS așa cum sînt folosite în programul SEMICONDUCTOR.

2. Bariera și factorul de idealitate

Caracteristica directă, $I_F - V_F$, măsurată pe diode Schottky se compară de obicei cu legea diodei ideale [1]:

$$I_F = I_s \exp\left(\frac{qV_F}{nkT}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{qV_F}{kT}\right)\right], \quad (1)$$

unde q este sarcina elementară, k constanta Boltzman, T temperatura I_s este curentul de saturație legat de barieră prin expresia [1]:

$$I_s = SA^{**} T^2 \exp\left(-\frac{q\Phi_B}{kT}\right), \quad (2)$$

în care S este aria diodei iar A^{**} constanta Richardson.

Procedura urmată de program este următoarea. Pe baza datelor (I_F , V_F) măsurate se prezintă $\ln\left[I_F / \left(1 - \exp\left(-\frac{qV_F}{kT}\right)\right)\right]$ în funcție de V_F . Conform relației (1) reprezentarea este o dreaptă ai cărei parametri se obțin prin metoda regresiei liniare [9]. Se determină punctul de intersecție al dreptei cu axa $V_F = 0$ ce corespunde curentului de saturație I_s . Cu expresia (2) se obține Φ_B . Din panta dreptei se calculează factorul de idealitate.

În cazul diodelor Schottky, pentru n , sînt acceptate valori într-o gamă foarte restrînsă ($1 < n \leq 1,1$). Din acest motiv, la care se adaugă și faptul că precizia obținerii barierei este condiționată de valoarea lui n , programul acordă o atenție specială evaluării corecte a factorului de idealitate.

Astfel din caracteristica experimentală $I_F - V_F$ se scot punctele la care $V_F < 10$ mV, care pot fi afectate de erori de măsură.

De asemenea se rejectează, pe rînd cite un punct al caracteristicii începînd cu cel corespunzător curentului cel mai mare, pînă cînd doi factori de idealitate succesivi diferă cu mai puțin de 1%. În acest fel determinarea lui n nu este influențată de rezistența serie a diodei.

În figura 4 se prezintă factorul de idealitate, obținut cu programul SEMICONDUCTOR, în funcție de temperatura tratamentului postmetalizare (T_s); pentru diodele Schottky realizate de Cr pe Si-n de două rezistivități ($\rho = 0,6 \Omega\text{cm}$ și respectiv $2,2 \Omega\text{cm}$). Pentru pelicula de Cr s-au experimentat 2 grosimi (δ_{Cr}). Dispersia lui n pentru diode de aceeași parametrii este marcată prin bare verticale iar media aritmetică prin simbol. Valorile factorului de idealitate, $n > 1,1$ (fig. 4), obținute pentru combinația $\delta_{Cr} = 1000 \text{ \AA}$ și $\rho = 2,2 \Omega\text{cm}$ nu o recomandă pentru realizarea diodelor Schottky. Diode aproape ideale ($n < 1,05$) se obțin prin contactarea unei pelicule de Cr de $1000 \text{ \AA}$ pe Si-n de $0,6 \Omega\text{cm}$.

Capacitatea de barieră depinde de tensiunea inversă prin relația [1]:

$$C = \left[\frac{2}{qN_D \epsilon S^2} (V_I + V_R) \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (3)$$

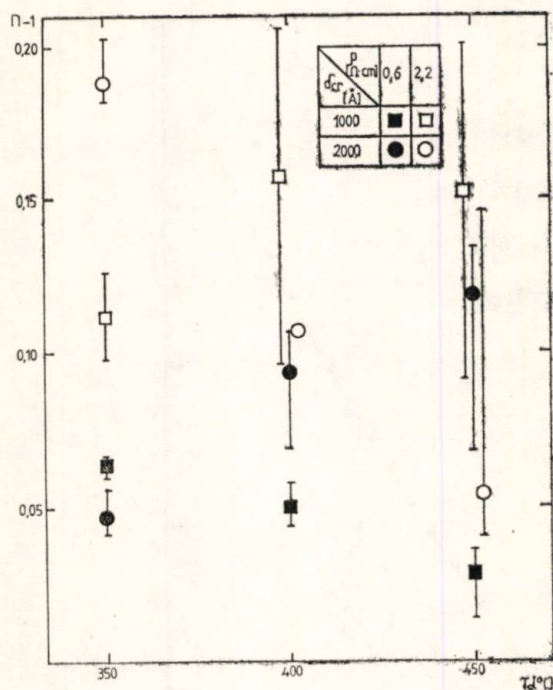


Fig. 4. Variația factorului de idealitate (obținut cu SEMICONDUCTOR) cu temperatura de tratament pentru diode Schottky Cr/Si-n.

unde ϵ și N_D sînt permitivitatea și doparea semiconductorului, presupus de tip n , iar V_I este tensiunea de intersecție dată de formula [1]:

$$V_I = \Phi_{Bn} - \Phi_n - \frac{kT}{q}. \quad (4)$$

Potențialul Fermi, Φ_n , se calculează cu [1]:

$$\Phi_n = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_c}{N_D}, \quad (5)$$

în care constanta N_c este densitatea de stări din banda de conducție ($N_c = 2,8 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ pentru Si la $T_0 = 300 \text{ K}$, [1]).

Folosind măsurătorile capacitate-tensiune se trasează diagrama $C^{-2} - V_R$ care, așa cum indică expresia (3), este o dreaptă. Cu metoda regresiei liniare se determină panta dreptei (din care rezultă doparea N_D) și intersecția cu axa tensiunilor ce corespunde mărimii V_I . Cunoașterea tensiunii de intersecție face posibilă evaluarea barierei cu relația (4).

Figura 5 ilustrează dependența înălțimii barierei de temperatura de tratament determinată

pe diode Schottky Cr/Si-n. Cu T_s , Φ_{Bn} crește liniar, cu cca $0,5 \text{ mV/}^\circ\text{C}$, pentru ambele valori ale rezistivității Si. Barierele determinate din caracteristica $C - V_R$ sînt sistematic, cu $15-20 \text{ mV}$ mai mari decît cele obținute din $I_F - V_F$.

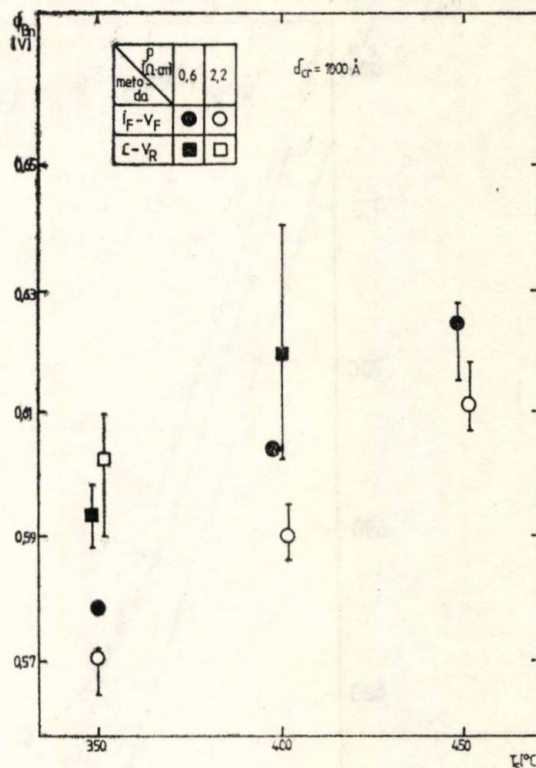


Fig. 5. Variația barierei, diodei Cr/Si-n, cu temperatura tratamentului postmetalizare.

Aceste diferențe se explică dacă se are în vedere că din caracteristica directă rezultă o barieră micșorată prin efectul forței imagine [1].

3. Rezistența serie

La curenți I_F mari apar abateri de la legea diodei ideale (1) datorită căderii de tensiune pe rezistența serie R_s . Dacă se ține seama de R_s expresia caracteristicii $I_F - V_F$ devine [8,10-11]:

$$I_F = I_s \exp \frac{q(V_F - R_s I_F)}{nkT}, \quad V_F > 3n \frac{kT}{q}. \quad (6)$$

Pentru determinarea rezistenței serie se definește mărimea [10]:

$$V_s = \frac{V_F}{2} - n \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_F}{SA^{**} T^2} \right), \quad (7)$$

cu dimensiunea unei tensiuni. Ținînd cont de (2) și (6) expresia lui V_s capătă forma:

$$V_s = n\Phi_B + I_F R_s - \frac{V_F}{2}. \quad (8)$$

Se studiază funcția $V_s(V_F)$ în două cazuri particulare. La curenți mici când căderea de tensiune pe R_s este neglijabilă expresia lui V_s se simplifică :

$$V_s \cong n\Phi_B - \frac{V_F}{2}, \quad (9)$$

și deci V_s scade liniar cu V_F . La nivele mari de

curent tensiunea pe rezistența serie este preponderantă ($V_F \cong R_s I_F$). Formula (8) devine :

$$V_s \cong n\Phi_B + \frac{V_F}{2}, \quad (10)$$

și arată creșterea de pantă $\frac{1}{2}$ a tensiunii V_s cu V_F .

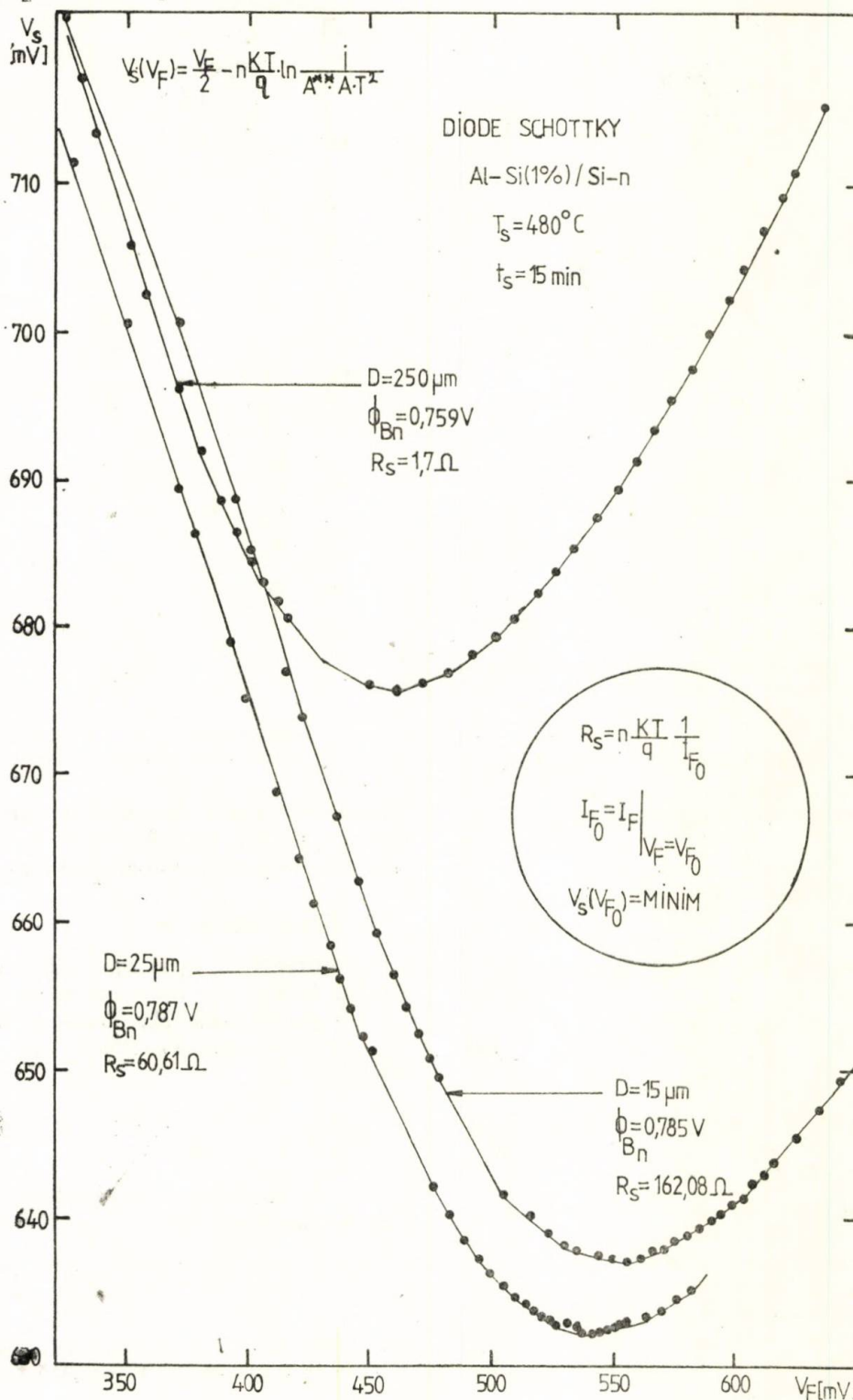


Fig. 6. Funcția $V_s(V_F)$ folosită pentru evaluarea rezistenței serie a diodelor Schottky. Precizia cu care se obține R_s depinde de precizia stabilirii minimului funcției.

Cazurile extreme discutate indică un minim pentru curba ce exprimă dependența lui V_s de V_F . Punctul de minim se determină anulind derivata ($dV_s/dV_F = 0$); el corespunde curențului:

$$I_{F0} = n \frac{kT}{qR_s} \quad (11)$$

Pentru evaluarea barierei și rezistenței serie se procedează astfel: a) se trasează curba $V_s - V_F$ pe baza perechilor de valori (I_F, V_F) măsurate și a expresiei (7); b) se determină punctul de minim de coordonate (V_{s0}, V_{F0}) iar cu (7) I_{F0} ; c) cu relația (8) se calculează Φ_B și cu (11) R_s .

În figura 6 se exemplifică metoda în 3 cazuri alese anume pentru a evidenția posibilitatea evaluării rezistenței serie indiferent de valoare.

Precizia cu care se obține R_s depinde hotărâtor de precizia stabilirii minimului funcției $V_s(V_F)$.

Interpolarea cu funcții spline în jurul minimului determinat experimental nu poate fi o soluție viabilă deoarece conduce la o complicație considerabilă programului și corespunzător la creșterea inacceptabilă a timpului de calcul.

O altă metodă de evaluare a rezistenței serie este propusă în lucrarea [11]. Se pleacă tot de la relația (6) care prin logaritmare și derivare în raport cu V_F dă:

$$I_F = \frac{1}{R_s} \left[\left(\frac{d(\ln I_F)}{dV_F} \right)^{-1} - n \frac{kT}{q} \right], \quad (12)$$

și deci reprezentarea I_F în funcție de $(d(\ln I_F)/dV_F)^{-1}$ este o dreaptă de pantă $1/R_s$.

De remarcat că, prin această metodă, rezistența serie se obține pe baza tuturor perechilor (I_F, V_F) măsurate. În contrast, prima metodă utilizează numai punctul de coordonate (I_{F0}, V_{F0}) pentru evaluarea lui R_s .

Programul SEMICONDUCTOR folosește pentru determinarea lui R_s o tehnică ce îmbină avantajele metodelor descrise mai sus. Algoritmul de calcul este următorul: (a) — pe baza datelor măsurate (I_F, V_F) se trasează curba $V_s - V_F$; (b) — se determină perechea de date experimentale (V_{s0}, V_{F0}) cea mai aproape de minimul curbei și cu (7) se calculează I_{F0} ; (c) — cu formula (8) se determină bariera Φ_B ; (d) — pentru datele măsurate (I_F, V_F) ce verifică relațiile $I_F \geq I_{F0}$, $V_F \geq V_{F0}$ se calculează $\ln I_F$ și derivata numerică $d(\ln I_F)/dV_F$; (e) se determină cu metoda regresiei liniare, panta dreptei I_F funcție de $[d(\ln I_F)/dV_F]^{-1}$ care reprezintă inversul rezistenței serie, R_s .

Etapa definirii funcției $V_s(V_F)$ este absolut necesară. Așa cum s-a arătat punctul său de

minim marchează începutul, pe caracteristica directă, a zonei de la care rezistența serie începe să conteze. Precizia determinării minimului nu este, în aceste condiții, esențială. Un exemplu este semnificativ. Rezistența serie determinată pe o diodă Schottky AlSi (1%) Si-n utilizând zona curenților mici a curbei $I_F - V_F$ are o valoare inacceptabil de mare de 38,95 Ω . Folosind numai punctele experimentale pentru care $I_F > I_{F0}$ și $V_F > V_{F0}$ se obține $R_s = 1,94 \Omega$. (fig. 7) valoare foarte apropiată de cea calculată.

Pe figura 7 se ilustrează corectitudinea evaluării rezistenței serie cu programul. De asemenea se confirmă modelul folosit pentru dioda reală (o diodă ideală în serie cu R_s , v. fig. 7). S-a reprezentat caracteristica experimentală $I_F - V_F$ la scară semilogaritmă. La curenți mici $\ln I_F - V_F$ este o dreaptă. Remarcabil este faptul că pe această dreaptă se situează și punctele de coordonate ($\ln I_F, V_F - R_s I_F$) corespunzătoare zonei curenților mari (marcate prin cercuri deschise).

Figura 8 prezintă dependența rezistenței serie, specifică diodelor Schottky AlSi(1%)/Si-n de diametrul (latura) contactului. Determinările cu programul SEMICONDUCTOR (reprezentate prin simboluri închise) sînt în excelentă concordanță cu rezistențele serie calculate.

4. Rezistența specifică de contact (RSC)

Rezistența specifică de contact este definită prin relația:

$$RSC = r_c = \left(\frac{dJ}{dV_c} \bigg|_{V_c=0} \right)^{-1}, \quad (13)$$

unde J este densitatea de curent prin contact (pe unitatea de suprafață) iar V_c tensiunea pe contact. Rezistența contactului de diametru D este:

$$R_c = \frac{r_c}{\pi D^2/4}. \quad (14)$$

Problema determinării RSC revine la a separa R_c din rezistența R măsurată pe structura de test [6]. Rezistența măsurată mai înglobează două componente: rezistența de volum a semiconductorului, R_b , presupus uniform de grosime H și rezistivitate ρ , și rezistența parazită, R_p . Rezistența de volum depinde de diametrul contactului prin relația [6]:

$$R_b = \frac{\rho}{2D} B \left(\frac{H}{D} \right), \quad (15)$$

unde B este un factor de corecție care ține cont de grosimea finită a bucății semiconductoare (pentru $H \gg D$, $B \rightarrow 1$), iar R_p este independentă de diametru.

Avînd în vedere relațiile (14) și (15) expresia lui R se scrie:

$$R = \left(\frac{4}{\pi} r_c \right) D^{-2} + \frac{\rho}{2} B \left(\frac{H}{D} \right) D^{-1} + R_p. \quad (16)$$

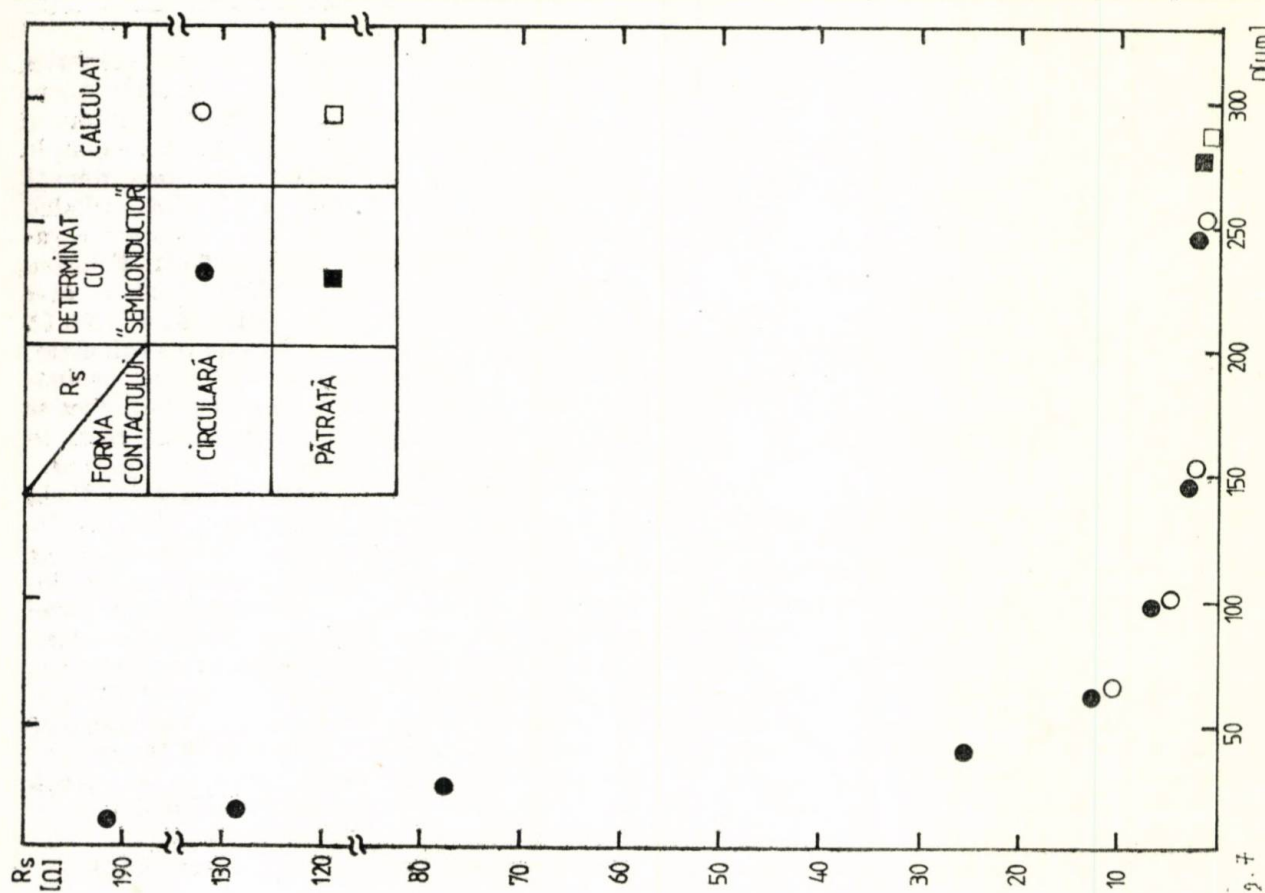
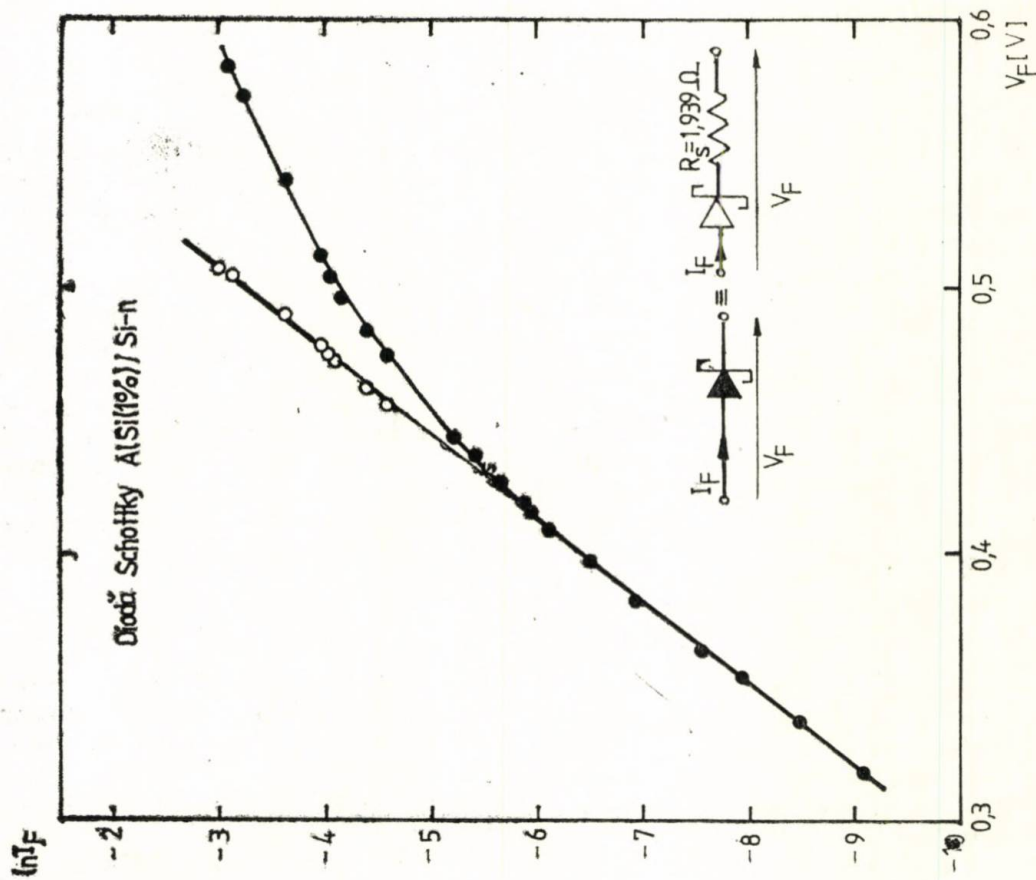


Fig. 8. Rezistența serie fu ție de diam etrul (sau latura) contactului.

Fig. 7. Caracteristica directă, $I_F - V_F$, măsurată pe o dioda Schottky. În zona curenților mari punctele de coordonate $(\ln I_F, V_F - R_s I_F)$ (marcate prin cercuri deschise) se situează pe dreapta ce aproximează foarte bine punctele experimentale $(\ln I_F, V_F)$ de la curenți mici.

Curba experimentală $R-D$ determinată prin măsurători pe contacte de diametre diferite se compară cu expresia teoretică (16). Comparația se face prin metoda regresiei polinomiale [9]. Datele de intrare în program sînt: curba experimentală $R-D$, diametrele nominale D , valorile măsurate pentru ρ și H și, sub formă de tabel, funcția $B\left(\frac{H}{D}\right)$.

Datele de ieșire sînt: r_c , ρ și R_p . Dacă valoarea rezultată pentru rezistivitate diferă de va-

loarea măsurată se scot, pe rînd unul pînă la patru (din cele 8) puncte din curba experimentală $R-D$ pînă cînd ρ obținut cu programul diferă cu mai puțin de 10% de valoarea măsurată.

Comportarea RSC cu rezistivitatea pentru contacte ohmice Cr/Si este dată în figura 9. Valorile pentru r_c și ρ au fost obținute cu programul SEMICONDUCTOR. Rezistența specifică crește cu rezistivitatea indiferent de tipul Si (p sau n) și/sau temperatura de tratament (T_s).

La un anumit ρ , RSC scade cu T_s pentru contactele realizate pe Si- p și crește pentru cele

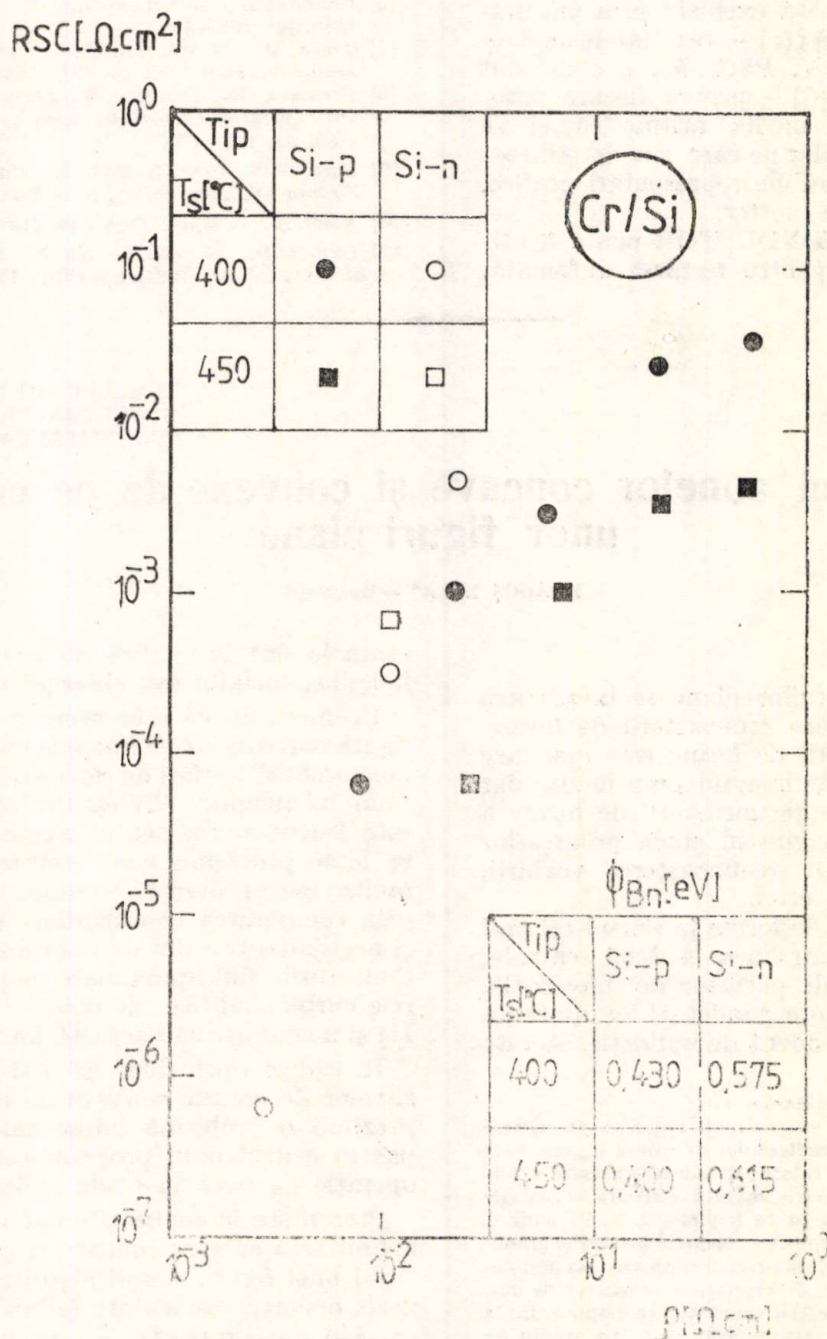


Fig. 9. RSC funcție de rezistivitate pentru contacte ohmice Cr/Si-n. r_c și ρ sînt obținute cu programul SEMICONDUCTOR.

pe Si-n, în deplină concordanță cu modul de variație al barierelor dat în medalionul figurii 9. De asemenea la orice ρ și T , rezistența specifică contactelor pe Si-n este mai mare decât a contactelor pe substrat p pentru că $\Phi_{Bn} > \Phi_{Bp}$.

5. Concluzii

SEMICONDUCTOR este un program general de determinare a parametrilor electrici ai CMS. Dintre particularitățile programului sînt de reținut: (a) — într-un timp scurt se pot efectua multe măsurători, precise și reproductibile; (b) — parametrii CMS se obțin prin comparația unei curbe rezultată exclusiv prin măsurători cu o alta teoretică; (c) — rezultatele neplauzibile ($n < 1$, $\Phi_B > 1V$, R_{SC} , R_p , $\rho < 0$) sînt automat rejectate; (d) — pentru fiecare parametru se calculează media aritmetică și se indică numărul valorilor pe care s-a determinat media; (e) — sînt posibile reprezentări grafice, obținute automat pe plotter.

Programul SEMICONDUCTOR poate fi utilizat, de asemenea, pentru testarea automată,

pe plachetă, a diodelor Scottky de microunde și de putere.

Bibliografie

- [1] Rhoderick, E. H. *Metal Semiconductors Contacts*, Oxford University Press, Oxford, 1978.
- [2] Brezeanu, Gh., Seremetea, D., Filimon, S., Trăistaru, V., Profeta H. în vol. *Lucrările Conferinței Anuale de Semiconductoare* — 1984, pp. 187—190.
- [3] Chen, J. V. Rensch, D.D., *IEEE Trans. El. Dev.*, ED-30, (1983), pp. 1542—1550.
- [4] Sachdev, S., Castellano, R. *Semiconductor International*, 1985, pp. 306—310.
- [5] Pramanik, D., Deal, M., Saxena, A.N., Wu, O.K.T., *Semiconductor International*, 1985, pp. 94—100.
- [6] Brezeanu, Gh. în vol. *Microelectronica*, Ed. Academiei, 1986, pp. 152—161.
- [7] Oanea, A. în vol. *Lucrările Conferinței Anuale de Semiconductoare* 1985, pp. 381—384.
- [8] Brezeanu, Gh., Trăistaru, V., Trăistaru, P., Căbuz, C. în vol. *Lucrările Conferinței Anuale de Semiconductoare* 1985, pp. 131—134.
- [9] Dorn, W.S., Cracken, D.D., *Mc. Numerical Methods with Fortran IV*, John Wiley, New York (1972).
- [10] Norde H., *J. Appl. Phys.*, 50, (1979), pp. 5052—5053.
- [11] Lien, C.D., So, F.C.T., Nicolet, M.A. *IEEE Trans. El. Dev.*, ED-31, (1984), pp. 1502—1503.

CZ 513.31

PRELUCRĂRI DE IMAGINI
RECUNOAȘTERE DE FORME
SEGMENTAREA CONTURURILOR

Delimitarea zonelor concave și convexe de pe conturul unor figuri plane

DRAGOȘ LUCA* — București

Introducere

Analiza formei figurilor plane se încadrează în problemele specifice recunoașterii de forme. Domeniul recunoașterii de forme este mai larg decât cel al analizei de imagini propriu-zise, dar aplicația principală a recunoașterii de forme a rămas analiza de imagini în ciuda progreselor făcute în alte direcții (recunoașterea vorbirii, inteligență artificială etc.).

Prin recunoașterea de forme în sensul cel mai general înțelegem compararea a două semnale, unul etalon și celălalt purtător de informație, în vederea stabilirii corespondenței lor dintr-un punct de vedere dependent de aplicație. Aceste

semnale sînt în analiza de imagini porțiuni de imagine, imagini sau chiar grupuri de imagini.

Presupunem că este necesar să comparăm o figură oarecare de pe imagine cu o figură etalon, „cunoscută” apriori de către sistemul de analiză. Cum în imaginile TV cantitatea de informație este foarte mare, pentru o comparare eficientă se pune problema unei compresii de date. În multe cazuri această compresie se realizează prin compararea contururilor celor două figuri și neglijarea restului de informație din imagine. Contururile sînt approximate pe porțiuni cu diferite curbe analitice (de obicei curbe de gradul II) și memorate sub această formă.

În cadrul operațiilor de mai sus delimitarea zonelor de contur convexe de cele concave reprezintă o problemă importantă atît ca prim pas în cadrul unui program complex cît și ca operație de bază în unele aplicații specifice**.

Prezentăm în continuare doi algoritmi pentru delimitarea zonelor concave și convexe din conturul unei figuri. Acești algoritmi nu utilizează decât operații elementare (adunări, scăderi, deplasări) și pot fi implementați eficient pe sisteme echipate cu microprocesor.

* Institutul Politehnic — București.

** O astfel de aplicație este calculul automat pe sisteme de analiză de imagine a gradientului de rulare a granulelor sedimentare. Gradientul de rulare reprezintă o măsură a formei granulelor de nisip și pietriș, măsură utilizată în geologie și industrie. El se definește ca un triplet (C, V, P) unde C reprezintă procentul concav din perimetrul proiecției granulei pe un plan dat, V reprezintă procentul convex din perimetrul proiecției respective și P reprezintă procentul de linii drepte din perimetrul proiecției respective (corespunzător la suprafețe plane). Calculul unui gradient de rulare mediu pe granulele unui sediment dă informații importante asupra originii și proprietăților depozitului respectiv.

1. Algoritm cu segmentare forțată a conturului

Acest algoritm apelează la conceptul geometric de convexitate — o figură este convexă, dacă unind oricare două puncte de pe contur, toate punctele segmentului rezultat cad în interiorul figurii.

În particular putem considera porțiuni de perimetru adiacente de câte n puncte. Unind capetele lor cu un segment se decide dacă porțiunea respectivă de perimetru este concavă, convexă sau dreaptă după cum punctele de pe segmentul construit cad în exteriorul, în interiorul sau pe conturul figurii. Pentru a compensa efectul zgomotului, această decizie este de tip majoritar. În figura 1 se prezintă un exemplu al aplicării algoritmului.

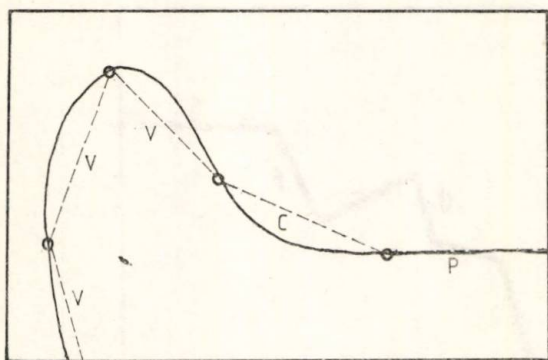


Fig. 1. Utilizarea algoritmului cu segmentare forțată a conturului pentru delimitarea zonelor concave de cele convexe pe conturul unei figuri. V = convex, C = concav, P = drept.

După operațiile de mai sus conturul corpului este reprezentat ca un șir de porțiuni concave, convexe și plane într-o anumită ordine, de exemplu : CCVCCPPPVVCV... Asupra acestui șir se efectuează o serie de transformări care au drept scop eliminarea erorilor datorate diferitelor surse de zgomot și rezoluției limitate. În esență, aceste transformări acționează asupra unor configurații cu probabilitate mică de apariție înlocuindu-le cu configurații înrudite, dar cu probabilitate mare de apariție. O sinteză a acestor transformări este prezentată mai jos :

- $\alpha P \alpha \rightarrow \alpha \alpha \alpha$ cu $\alpha = C$ sau V
- $\alpha P \beta \rightarrow \alpha \beta$ cu $\alpha, \beta = C$ sau V și punctul de inflexiune la mijlocul zonei clasificată inițial P .
($\alpha \neq \beta$)
- $\underbrace{PPP \dots P}_{k > 1}$ se reanalizează după algoritmul inițial în care coarda se duce între începutul primului P și sfârșitul ultimului P .
- $V C V \rightarrow V V V$ dacă perimetrul corpului depășește în lungime un prag prestabilit.

2. Algoritm cu segmentare liberă a conturului

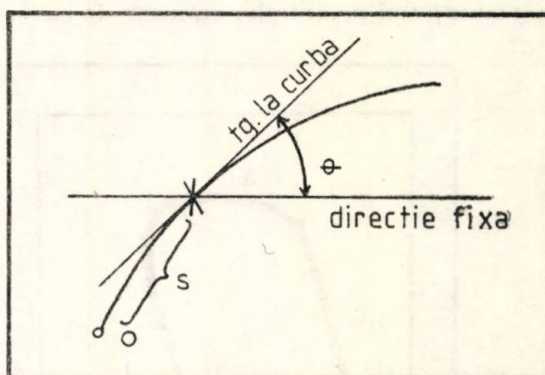
În această secțiune descriem un algoritm care se bazează pe conceptul analitic de convexitate/concavitate, deci pe calculul unei mărimi cu sens de derivată la curba de contur.

2.1. Algoritmul de bază

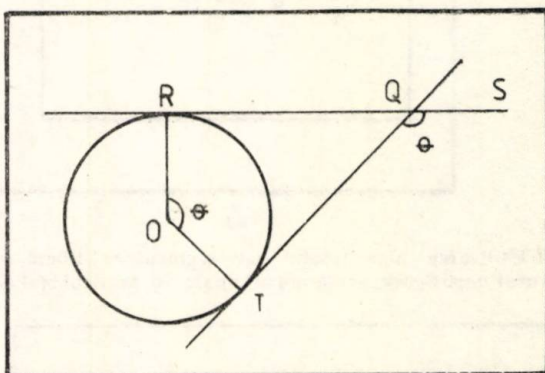
Algoritmul de bază se construiește în jurul următoarei teoreme :

Teoremă : Fie θ unghiul făcut cu o direcție fixă oarecare de tangenta la curbă într-un punct pe curbă și s distanța până la punctul respectiv măsurată pe curbă începând de la un punct arbitrar ales ca origine a măsurării lui s (fig. 2a). Atunci :

- când curba este o dreaptă, funcția $\theta(s)$ este o constantă ;



a)



b)

Fig. 2. Teorema pe care se bazează algoritmul cu segmentare liberă a conturului, a). enunț, b). demonstrație.

- când curba este un arc de cerc, funcția $\theta(s)$ este o dreaptă.

Demonstrație :

- este evident
- considerăm un cerc cu centrul în O și fie R originea de măsurare a lungimii s și tangenta RS dreapta față de care măsurăm unghiul θ (dacă această dreaptă nu trece prin R ci prin alt punct de pe cerc, la θ se adaugă o constantă). Fie T punctul curent și TQ tangenta la cerc în T (fig. 2b). Avem :

$$\theta = \widehat{TQS} = \widehat{ROT}$$

și

$$s = 2\pi r \cdot \frac{\theta}{2\pi} = r\theta \quad \theta(s) = \frac{1}{r} \cdot s. \quad (1)$$

Teorema demonstrată mai sus poate fi utilizată pentru delimitarea porțiunilor convexe, concave și drepte de pe conturul unei figuri [1] [3]. Într-adevăr, o curbă complexă poate fi aproximată ca o succesiune de arce de cerc (eventual destul de scurte și cu raze destul de mici) și segmente de dreaptă. Reprezentând deci graficul $\theta(s)$ al întregii curbe, acesta va fi constituit din segmente de dreaptă de pante diferite corespunzând la diferitele arce de cerc din înlanțuirea cărora este constituită curba (fig. 3). Segmentele cu pantă negativă pe graficul $\theta(s)$ corespund porțiunilor concave de contur

(e). Acest lucru este normal, deoarece porțiunile concave de contur aparțin unor cercuri cu centrul în exteriorul corpului, deci cu raza măsurată în sens invers față de restul razelor cercurilor aproximante (fig. 4). Razele acestor cercuri exterioare au deci sens de mărimi negative.

Din cele prezentate mai sus rezultă etapele unui algoritm pentru delimitarea zonelor concave, convexe și drepte ale conturului unei figuri :

1). Se explorează punct cu punct conturul corpului și având la dispoziție o metodă pentru estimarea θ [4] se obțin valorile graficului $\theta(s)$.

2) Se delimitează pe graficul $\theta(s)$ segmentele cu pantă negativă (ele corespund porțiunilor concave ale conturului), cele cu pantă pozitivă (ele corespund porțiunilor convexe ale conturu-

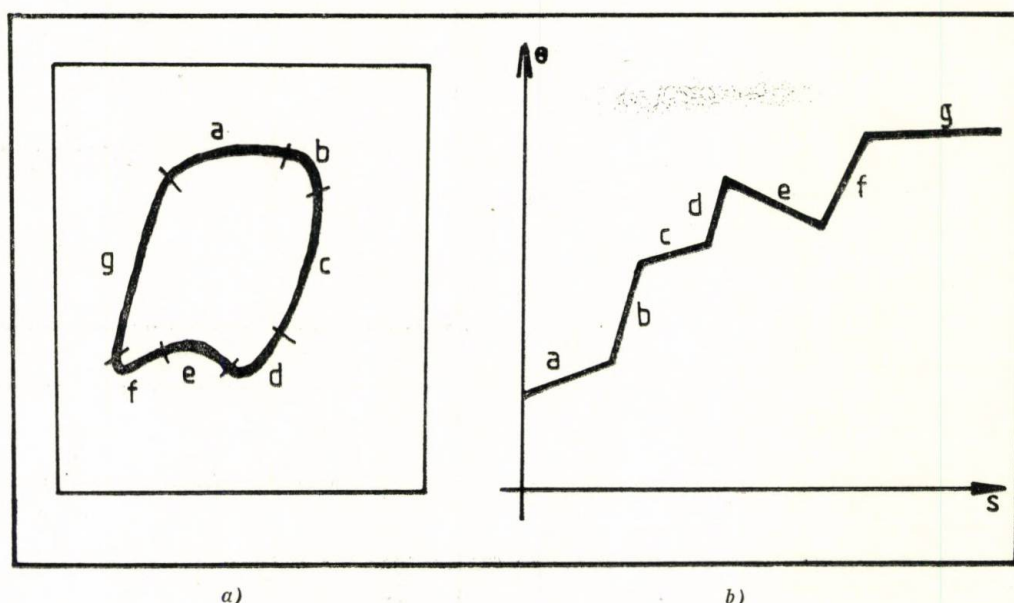


Fig. 3. Utilizarea algoritmului cu segmentare liberă a conturului pentru delimitarea zonelor concave de cele convexe pe conturul unei figuri: a). figura originală, b). graficul $\theta(s)$ al figuri din a). Zonele corespondente au fost marcate cu aceleași litere.

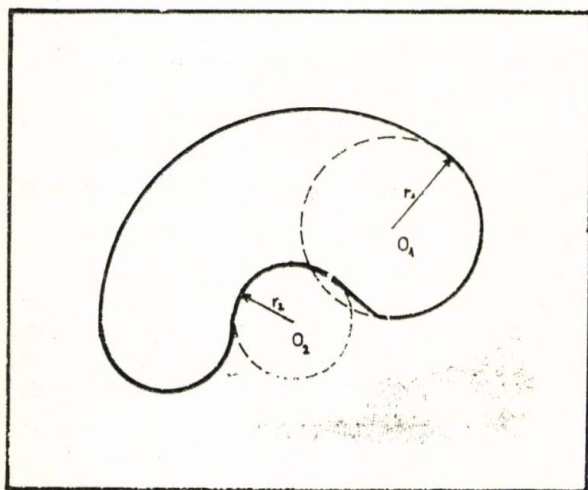


Fig. 4. Semnificația pantelor negative în graficul $\theta(s)$.

lui) și cele cu pantă nulă (ele corespund porțiunilor drepte ale conturului).

3) Se revine pe figura inițială și se caută corespondențele segmentelor delimitate la 2).

2.2. Variantă rapidă a algoritmului

Această variantă folosește codul Freeman pentru reprezentarea curbelor de pe imagine.

Codul Freeman (Freeman Code — FC) permite descrierea unei curbe discretizate printr-un șir de direcții relative. Fiecare astfel de direcție reprezintă poziția relativă a punctului curent față de punctul anterior de pe curbă. Direcțiile relative sint codate conform convenției introduse de Freeman (fig. 5).

Se observă că dacă θ este măsurat în sens invers trigonometric și $\theta \in (0, 360^\circ)$, FC reprezintă o aproximație în trepte a lui θ [2] fiindcă tangenta într-un punct al unei curbe

discretizate este chiar direcția care leagă punctul curent de cel următor. Rezultă că într-o primă aproximație se poate utiliza graficul $FC(s)$ în locul graficului $\theta(s)$ cu aceleași rezultate, dar cu avantajul că $FC(s)$ este mult mai ușor de obținut decât $\theta(s)$.

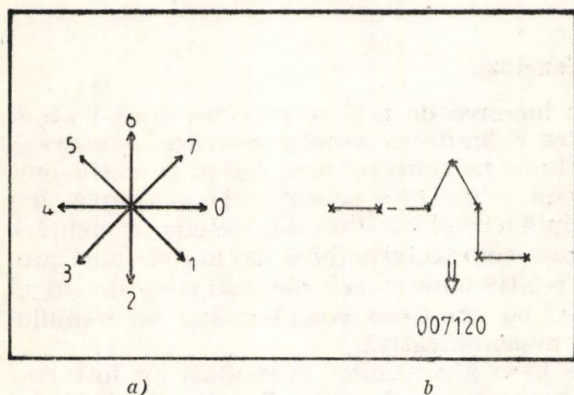


Fig. 5. Codul Freeman: a). direcțiile codului, b). exemplu de utilizare.

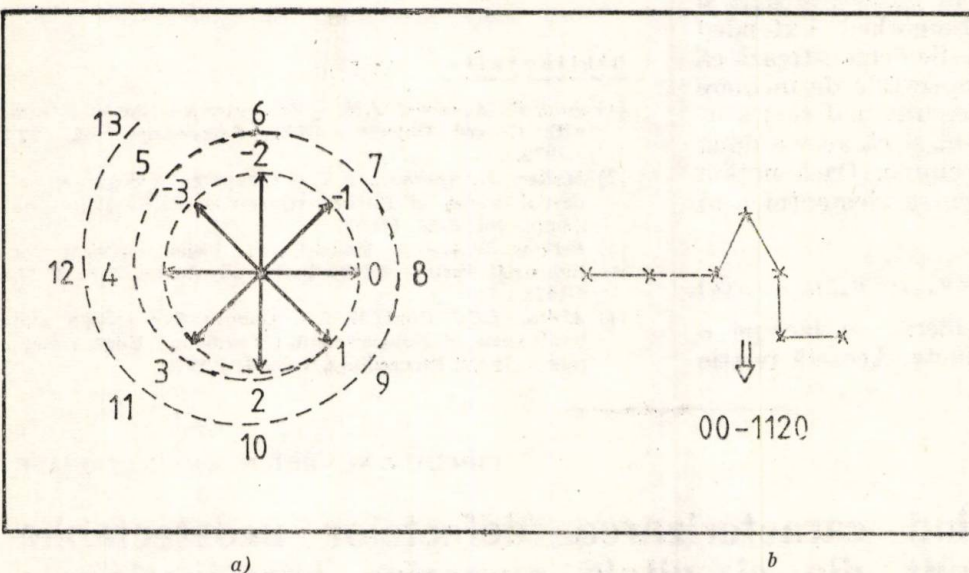
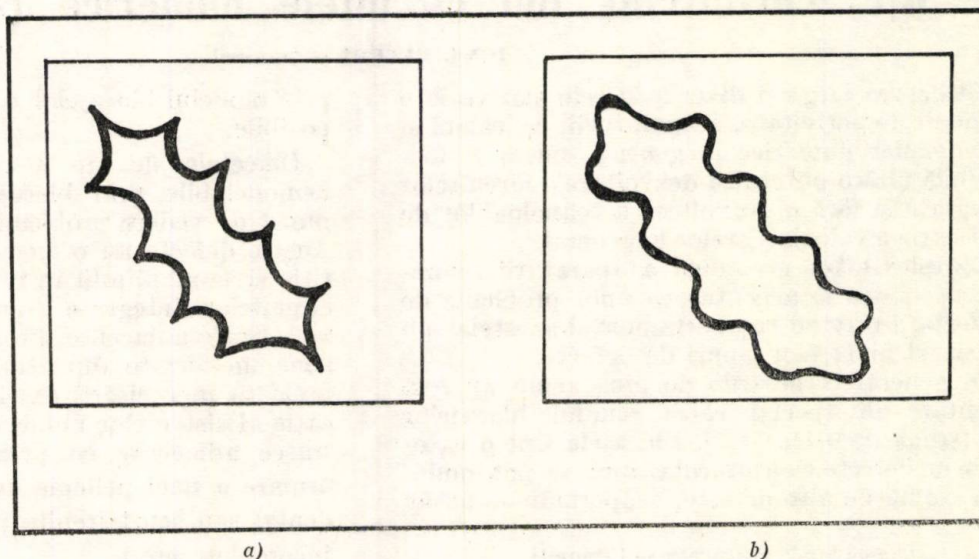


Fig. 6.: Codul Freeman Extins: a). direcțiile codului, b). exemplu de utilizare.

Fig. 7. Efectul medierii asupra EFC.: a). figura reală (gradient de rulare = $C_{100} V_0 P_0$), b). figură distorsionată de mediere (gradient de rulare = $C_{50} V_{50}$).



Pentru ca echivalența $FC(s) \rightarrow \theta(s)$ să fie completă trebuie rezolvate următoarele probleme:

1) FC conține o discontinuitate între direcțiile 7 și 0, discontinuitate care nu are echivalent în realitate (în măsurarea lui θ). Eliminarea acestei discontinuități este dată de Codul Freeman Extins (Extended Freeman Code — EFC) care alocă funcție de codurile direcțiilor anterioare mai multe coduri aceluiași direcții (fig. 6).

2) Metodele cunoscute de estimare a unghiului θ realizează o mediere pe o zonă în jurul unui punct central pentru a obține o valoare a lui θ cât mai puțin afectată de discretizarea curbei. Analog, EFC al unei curbe se mediază pe o ferestră de k puncte în jurul punctului curent pentru a micșora efectul discretizării și al zgomotului (rezultate semnificative s-au obținut pentru $k = 5$ și $k = 7$). Se obține astfel Codul Freeman Extins și Mediat (Smoothed Extended Freeman Code — SEFC).

3) Mediarea efectuată asupra EFC duce la scăderea rezoluției: colțurile figurii inițiale nu se mai disting clar în planul (*SEFC, s*) ci apar ca zone convexe cu o curbura accentuată. Există unele cazuri când această eroare poate influența puternic rezultatul operațiilor (de exemplu în calculul gradientului de rulare a unor granule cu concavități numeroase — fig. 7). De aceea, algoritmul trebuie întâi să identifice colțurile de pe figură. În planul (*SEFC, s*) acestea apar ca segmente relativ scurte cu o pantă foarte mare. Fiecare colț este apoi analizat în contextul laturilor care îl formează.

În urma operațiilor prezentate mai sus se obține graficul (*SEFC, s*) ca o succesiune de segmente de pante și lungimi diferite. O metodă eficientă de delimitare a acestor segmente este efectuarea unei noi derivări care pune în evidență direct panta segmentelor. Această derivare se efectuează discret și se reduce de fapt la efectuarea diferenței între fiecare element al SEFC și elementul său anterior. Se obține astfel Codul Freeman Extins, Mediat și Diferențiat (Differenced Smoothed Extended Freeman Code — DSEFC). Se demonstrează că ordinea în care se aplică operațiile de mediere și diferențiere (în sensul precizat mai sus) asupra EFC poate fi schimbată și că aceste două operații nu se anulează reciproc. Dacă notăm $\{a_i\}$ șirul EFC, obținem pentru elementul n al șirului DSEFC:

$$SDEF(n) = DSEFC(n) = a_{n+l} - a_{n-l-1}, \quad (2)$$

unde s-a presupus că medierea se face pe o fereastră de $k = 2l + 1$ puncte. Această relație

permite reducerea numărului de operații de $(2k + 1)$ ori în etapa de calcul al codului DSEFC din codul EFC. Astfel se obține o metodă simplă de delimitare a segmentelor pe graficul (*SEFC, s*) și în același timp o reducere considerabilă a timpului de calcul.

3. Concluzii

În lucrarea de față se prezintă două metode pentru delimitarea zonelor convexe, concave și drepte de pe conturul unei figuri. Din cele două metode prima este conceptual mai simplă, dar prezintă o rezoluție limitată. Metoda segmentării libere a conturului îmbină avantajele unei precizii relativ bune cu cele ale unui timp de calcul redus, iar creșterea complexității programului este nesemnificativă.

Pe baza algoritmilor prezentați au fost realizate programe de analiză scrise în limbajul BASIC. Aceste programe au fost rulate pe un microcalculator M 18.

Bibliografie

- [1] Jain, R., Aggarwal J.K. — Computer Analysis of Scenes with Curved Objects — IEEE Proceedings, vol. 67, 5/1979.
- [2] McKee, J., Aggarwal J.K. — Computer Recognition of Partial Views of Curved Objects — IEEE Trans. on Comp., vol. C-26, 8/1977.
- [3] Perkins W.A. — A Model-Based Vision System for Industrial Parts — IEEE Trans. on Comp., vol. C-27, 2/1978.
- [4] Abdou, I.E., Pratt W.K. — Quantitative Design and Evaluation of Enhancement/Thresholding Edge Detectors — IEEE Proceedings, vol. 67, 5/1979.

CZ 621.3.014.3 :538.5

CIRCUITE NUMERICE COMBINAȚIONALE

Contribuții privind caracterizarea defectelor nedetectabile de tip scurtcircuit din circuitele numerice combinaționale

ION I. BUCUR* — București

Utilizarea largă și diversă în cele mai variate domenii de activitate, a aparaturii de calcul și a tehnicilor numerice în general, nu ar fi fost posibilă fără o puternică dezvoltare a circuitelor integrate și fără o dezvoltare a tehnologiilor de fabricație a calculatoarelor în general.

Complexitatea crescândă a aparaturii numerice a condus la accentuarea unor probleme de proiectare privind comportamentul acestora sub impactul diverselor tipuri de defecte.

În general cercetările de pînă acum au fost orientate în special către studiul blocajelor 0/1 (stuck at 0/1), [1,2]. Blocajele sînt o categorie de defecte cu ajutorul cărora se pot modela o seamă de alte defecte, acoperindu-se astfel

prin modelul blocajelor o clasă largă de defecte posibile.

Defectele de tip scurtcircuit sînt defecte nemodelabile prin blocaje, ridicînd din acest punct de vedere problema unui studiu separat. Aceste defecte au o frecvență ridicată de apariție și se manifestă în procesul de fabricație al circuitelor integrate (scurtcircuite între zone metalizate adiacente din același strat sau între zone metalizate din straturi diferite dar care prezintă încrucișări) ca și în procesul de fabricație al sistemelor numerice (plăci imprimate cu trasee adiacente ce prezintă scurtcircuite ca urmare a unei pelicule de cositor rămase accidental sau scurtcircuite provenite din corodări incomplete etc.).

* Academia de Studii Economice — București.

Prezența defectelor de tip scurtcircuit într-un aparat numeric poate conduce la transformarea fundamentală a funcționării acestuia. Astfel un circuit numeric combinațional în anumite condiții de scurtcircuit se poate transforma în circuit secvențial (asincron sau oscilant).

Defectele de tip scurtcircuit simplu sau multiplu sînt posibile într-un număr mult mai mare de cazuri totale decît blocajele simple sau multiple ceea ce îngreunează și mai mult studiul lor.

De asemenea este de remarcat faptul că analiza defectelor de tip scurtcircuit este puternic dependentă de rutarea traseelor de legătură dintre componentele unei rețele, ceea ce impune analiza concretă a unui circuit așa cum este realizat fizic.

Defectele de tip scurtcircuit modifică topologia unei rețele numerice combinaționale și sînt modelabile prin apariția unei porți SI (SAU) corespunzătoare. Poarta SI (SAU)-cablat echivalentă scurtcircuitului între două sau mai multe linii din rețeaua combinațională este dependentă de tehnologia de fabricație a circuitelor cu care se realizează rețeaua. Astfel în tehnologie TTL, deoarece stîlpul de ieșire (totem-pole) nu este simetric, ieșirea 0 domină și în consecință un scurtcircuit poate fi modelat printr-un SI-cablat.

Scurtcircuitele nedetectabile sînt acele scurtcircuite pentru care funcția realizată de rețeaua combinațională cu defectul prezent este identică cu funcția realizată de aceeași rețea dar în condiții normale. Aceste scurtcircuite pot invalida un set de teste proiectat pentru detecția defectelor de tip blocaj [3]. Acest fapt este deosebit de important în proiectarea și realizarea practică a rețelelor combinaționale (integrate și discrete) ca și a testelor pentru defectele de tip blocaj.

Un scurtcircuit între p linii ($p \in \mathbb{N}$, $p \geq 2$) este numit scurtcircuit de multiplicitate p . Astfel de scurtcircuite vor fi notate cu:

$$+ (l_{i_1}, l_{i_2}, \dots, l_{i_p}), \quad (1)$$

pentru situația în care cauzează un SAU-cablat și:

$$* (l_{i_1} l_{i_2}, \dots, l_{i_p}), \quad (2)$$

pentru situația în care provoacă un SI-cablat; s-au notat liniile scurtcircuitate cu: $l_{i_1}, l_{i_2}, \dots, l_{i_p}$.

Fie f o funcție binară de n variabile binare, realizată de circuitul combinațional C :

$$f: B^n \rightarrow B, \quad B = \{0, 1\}. \quad (3)$$

Propozițiile următoare caracterizează defectele nedetectabile (nereactive) de tip scurtcircuit ce pot afecta circuitul combinațional C .

Se va folosi în enunțurile acestor propoziții precum și în demonstrația lor o seamă de notații.

Astfel un element din B^n va fi vectorul:

$$X = (x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_0). \quad (4)$$

Se vor considera vectorii X ordonați lexicografic. Deci fiecărui vector X din B^n i se va asocia numărul natural J de forma:

$$J = x_{n-1} \cdot 2^{n-1} + x_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + x_0 \cdot 2^0. \quad (5)$$

Fie $x, a \in B$, prin exponențiere binară se va desemna expresia

$$x^{(a)} = x \oplus a', \quad (6)$$

unde $\oplus$ reprezintă suma modulo-2 (disjuncția exclusivă), iar a' reprezintă notația pentru a negat.

Folosindu-se proprietățile sumei modulo-2 și ținîndu-se cont că a poate lua doar valorile 0 sau 1 se va putea rescrie (6) astfel:

$$x^{(a)} = \begin{cases} x, & \text{dacă } a = 1, \\ x', & \text{dacă } a = 0. \end{cases} \quad (7)$$

Dacă X este un vector binar cu n variabile $x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_0$ (conform cu notația (4)), iar J este un întreg între zero și $2^n - 1$ (inclusiv marginile) atunci exponențierea binară scalară a lui X la J este conjuncția:

$$X^{(J)} = x_{n-1}^{(j_{n-1})} \cdot x_{n-2}^{(j_{n-2})} \cdot \dots \cdot x_0^{(j_0)} \quad (8)$$

cu J scris în baza de numerație 2:

$$J = (j_{n-1} j_{n-2} \dots j_0)_2. \quad (9)$$

Se va folosi notația

$$\frac{df}{dx}$$

pentru diferența booleană a unei funcții de o singură variabilă și se va folosi notația

$$\frac{\partial f}{\partial x_i}$$

pentru diferența booleană a unei funcții de mai multe variabile.

Propoziția 1: Fie p linii oarecare dintr-un circuit combinațional C realizînd f și fie $y_0, y_1, \dots, y_{i_{p-1}}$ funcțiile intermediare realizate de cele p linii oarecare $l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}}$.

Un scurtcircuit, (care nu introduce o buclă de reacție în C) de multiplicitate p și de tip SI ca-

blat, între liniile $l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}}$ este nedetectabil dacă și numai dacă are loc relația :

$$\bigoplus_{1 \leq J \leq 2^{p-2}} (f(J) \oplus f(0)) \cdot Y^{(J)} \quad (10)$$

unde prin $f(J)$ s-a notat expresia :

$$\begin{aligned} f(X, Y) \Big|_{Y=J} &= f(X, y_{i_{p-1}} = j_{p-1}, y_{i_{p-2}} = \\ &= j_{p-2}, \dots, y_{i_1} = j_1, y_{i_0} = j_0) \end{aligned} \quad (10a)$$

cu $J = (j_{p-2} j_{p-1} \dots j_1 j_0)_2$ scrierea lui J în baza 2.

Demonstrație : Așa cum s-a procedat deja din enunț se va omite (din motive de ușurință a scrierii) variabilele primare $x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_0$ în scrierea funcției f ca și a funcțiilor intermediare $y_{i_k} (0 \leq k \leq p-1)$ reținând însă că f și $y_{i_k} (0 \leq k \leq p-1)$ sînt funcții de $x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_0$.

Se va observa că un scurtcircuit nereactiv de tip SI-cablat între liniile $l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}}$ conduce la apariția unei funcții intermediare noi, anume conjuncția :

$$z = y_{i_0} \cdot y_{i_1} \cdot \dots \cdot y_{i_{p-1}}, \quad (11)$$

și că în această situație funcția realizată de rețeaua C (care se va nota cu f^*) este :

$$f^* = f(z, z, \dots, z) \quad (12)$$

adică fiecare funcție intermediară $y_{i_k} (0 \leq k \leq p-1)$ se substituie prin z .

Se va considera forma canonică disjunctiv-exclusivă a lui $f(Y)$:

$$f(Y) = \bigoplus_{0 \leq J \leq 2^{p-1}} (f(J) \cdot Y^{(J)}). \quad (13)$$

Evident se poate scrie :

$$f(Y) = \bigoplus_{0 \leq J \leq 2^{p-1}} (f(J) \cdot Y^{(J)}) \oplus f(0) \oplus f(0). \quad (14)$$

În continuare, folosindu-ne de identitatea :

$$\bigoplus_{0 \leq J \leq 2^{p-1}} Y^{(J)} = 1 \quad (15)$$

se va putea scrie :

$$f(Y) = \bigoplus_{0 \leq J \leq 2^{p-1}} (f(J) \cdot Y^{(J)}) \oplus f(0) \cdot \left(\bigoplus_{0 \leq J \leq 2^{p-1}} Y^{(J)} \right) \oplus f(0). \quad (16)$$

Dacă în relația anterioară se va grupa după $Y^{(J)}$, se va obține :

$$f(Y) = \bigoplus_{0 \leq J \leq 2^{p-1}} ((f(J) \oplus f(0)) \cdot Y^{(J)}) \oplus f(0). \quad (17)$$

Se observă că printre parantezele factor pentru $Y^{(J)}$ există una care este nulă, ceea ce permite să se scrie :

$$f(Y) = \bigoplus_{1 \leq J \leq 2^{p-1}} ((f(J) \oplus f(0)) \cdot Y^{(J)}) \oplus f(0). \quad (18)$$

Dacă se va separa ultimul termen din sumă, se va obține :

$$\begin{aligned} f(Y) &= f(0) \oplus (f(2^p - 1) \oplus f(0)) \cdot Y^{(2^p - 1)} \oplus \\ &\oplus \left(\bigoplus_{1 \leq J \leq 2^{p-2}} (f(J) \oplus f(0)) \right) \cdot Y^{(J)}. \end{aligned} \quad (19)$$

Se remarcă ușor că dacă scurtcircuitul $*(l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}})$ este nedetectabil atunci :

$$f(Y) = f^*(Y). \quad (20)$$

$$\text{Deci : } f^*(Y) = f(z, z, \dots, z) = f^*(z), \quad (21)$$

și dezvoltînd în jurul punctului 0 funcția f^* rezultă :

$$f^*(Y) = f^*(0) \oplus z \cdot \frac{df^*}{dz}. \quad (22)$$

Conform definiției diferenței booleene

$$(f(2^p - 1) \oplus f(0)) \cdot Y^{(2^p - 1)} = z \cdot \frac{df^*}{dz}. \quad (23)$$

ceea ce conduce la concluzia :

$$\bigoplus_{1 \leq J \leq 2^{p-2}} (f(J) \oplus f(0)) \cdot Y^{(J)} = 0, \quad (24)$$

pentru ca scurtcircuitul $*(l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}})$ să fie nedetectabil.

Să observă că dacă are loc relația :

$$\bigoplus_{1 \leq J \leq 2^{p-2}} (f(J) \oplus f(0)) Y^{(J)} = 0, \quad (25)$$

atunci :

$$\begin{aligned} f(Y) &= f(0, 0, \dots, 0) \oplus (f(1, 1, \dots, 1) \oplus \\ &\oplus f(0, 0, \dots, 0)) \cdot y_{i_0} \cdot y_{i_1} \cdot \dots \cdot y_{i_{p-1}} \end{aligned} \quad (26)$$

și se va nota $z = y_{i_0} \cdot y_{i_1} \cdot \dots \cdot y_{i_{p-1}}$ conform (11) se va obține :

$$f(Y) = f(z) \Big|_{z=0} \oplus (f(z) \Big|_{z=1} \oplus f(z) \Big|_{z=0}) \cdot z, \quad (27)$$

ceea ce conduce la egalitatea :

$$f(Y) = f(z) \quad (28)$$

adică scurtcircuitul : $*(l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}})$ este nedetectabil.

În continuare propoziția 2 enunță condiția necesară și suficientă de nedetectabilitate a unui scurtcircuit nereactiv de tip SAU-cablat de multiplicitate p .

Propoziția 2: Fie p linii oarecare dintr-un circuit combinațional C realizând f și fie $y_{i_0}, y_{i_1}, \dots, y_{i_{p-1}}$ funcțiile intermediare realizate de cele p linii oarecare $l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}}$. Un scurtcircuit nereactiv de tip SAU-cablat și de multiplicitate p între liniile $l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}}$ este nedetectabil dacă și numai dacă are loc relația :

$$\bigoplus_{1 \leq J \leq 2^p - 2} (f(J) \oplus f(2^p - 1)) \cdot Y^{(J)} = 0. \quad (29)$$

Demonstrație. Procedul este similar celui folosit în demonstrația propoziției 2. Astfel se observă că un SAU-cablat între liniile $l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}}$ conduce la apariția disjuncției :

$$z = y_{i_0} + y_{i_1} + \dots + y_{i_{p-1}}. \quad (30)$$

și că în această situație funcția realizată de circuitul numeric combinațional C afectat de scurtcircuitul

$$+ (l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}})$$

este de forma :

$$f^* = f(z, z, \dots, z).$$

După dezvoltarea canonică disjunctiv-exclusivă pentru f se obțin :

$$f(Y) = \bigoplus_{0 \leq J \leq 2^p - 1} (f(J) \cdot Y^{(J)}),$$

$$f(Y) = \bigoplus_{0 \leq J \leq 2^p - 1} (f(J) \cdot Y^{(J)} \oplus f(2^p - 1) \oplus f(2^p - 1)). \quad (31)$$

Folosindu-se identitatea (15) și grupindu-se convenabil, rezultă :

$$f(Y) = \bigoplus_{0 \leq J \leq 2^p - 1} (f(J) \oplus f(2^p - 1)) \cdot Y^{(J)} \oplus f(2^p - 1). \quad (32)$$

După reduceri, se separă și se scrie astfel :

$$f(Y) = f(2^p - 1) \oplus (f(2^p - 1) \oplus f(0)) \cdot Y^{(0)} \oplus \left(\bigoplus_{1 \leq J \leq 2^p - 1} (f(J) \oplus f(2^p - 1)) Y^{(J)} \right). \quad (33)$$

Dacă scurtcircuitul $+(l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}})$ este nedetectabil atunci : $f(Y) = f^*(Y)$,

$$\text{cu : } f^*(Y) = f(z, z, \dots, z) = f^*(z). \quad (34)$$

Dezvoltându-se $f^*(z)$ în jurul punctului 1 se obține :

$$f^* = f^*(1) \oplus z' \cdot \frac{df^*}{dz}.$$

Se observă că : $Y^{(0)} = y'_{i_0} \cdot y'_{i_1} \cdot \dots \cdot y'_{i_{p-1}}$,

sau încă :

$$Y^{(0)} = (y_{i_0} + y_{i_1} + \dots + y_{i_{p-1}})' = z'. \quad (35)$$

Acum se remarcă faptul că :

$$f(Y) = f^*(2^p - 1) \oplus z' \frac{df^*}{dz} \oplus \left(\bigoplus_{1 \leq J \leq 2^p - 2} (f(J) \oplus f(2^p - 1)) Y^{(J)} \right). \quad (36)$$

Scurtcircuitul fiind nedetectabil rezultă că :

$$\bigoplus_{1 \leq J \leq 2^p - 2} (f(J) \oplus f(2^p - 1)) Y^{(J)} = 0.$$

În continuare dacă se va avea relația :

$$\bigoplus_{1 \leq J \leq 2^p - 2} (f(J) \oplus f(2^p - 1)) Y^{(J)} = 0,$$

este evident că $f(Y) = f^*(Y)$ și scurtcircuitul $+(l_{i_0}, l_{i_1}, \dots, l_{i_{p-1}})$ este nedetectabil.

În continuare se va considera cazul particular $p = 2$ pentru cele două propoziții.

Condiția necesară și suficientă din propoziția 1 devine :

$$(f(0,1) \oplus f(0,0)) \cdot y_0 \cdot y'_1 \oplus (f(1,0) \oplus f(0,0)) \cdot y'_0 \cdot y_1 = 0 \quad (37)$$

sau, folosindu-ne de diferența booleană :

$$\left. \frac{\partial f}{\partial y_0} \right|_{y_1=0} \cdot y_0 \cdot y'_1 \oplus \left. \frac{\partial f}{\partial y_1} \right|_{y_0=0} \cdot y'_0 \cdot y_1 = 0. \quad (38)$$

Se observă, că $\frac{\partial f}{\partial y_0}$ și $\frac{\partial f}{\partial y_1}$ sînt funcții de variabila y_1 respectiv y_0 , drept care se va putea scrie pentru fiecare formă canonică disjunctiv-exclusivă :

$$\frac{\partial f}{\partial y_0} = \left. \frac{\partial f}{\partial y_0} \right|_{y_1=0} \cdot y'_1 \oplus \left. \frac{\partial f}{\partial y_0} \right|_{y_1=1} \cdot y_1, \quad (39)$$

$$\frac{\partial f}{\partial y_1} = \left. \frac{\partial f}{\partial y_1} \right|_{y_0=0} \cdot y'_0 \oplus \left. \frac{\partial f}{\partial y_1} \right|_{y_0=1} \cdot y_0. \quad (40)$$

Operîndu-se conjuncțiile :

$$\frac{\partial f}{\partial y_0} \cdot y_0 \cdot y'_1 \text{ și } \frac{\partial f}{\partial y_1} \cdot y'_0 \cdot y_1,$$

rezultă :

$$\frac{\partial f}{\partial y_0} \cdot y_0 \cdot y'_1 = \frac{\partial f}{\partial y_0} \Big|_{y_1=0} \cdot y_0 \cdot y'_1, \quad (41)$$

$$\frac{\partial f}{\partial y_1} \cdot y'_0 \cdot y_1 = \frac{\partial f}{\partial y_1} \Big|_{y_0=0} \cdot y'_0 \cdot y_1. \quad (42)$$

Deci condiția de la care se pornise inițial se poate scrie, după transformările deduse, astfel :

$$\frac{\partial f}{\partial y_1} \cdot y'_0 \cdot y_1 \oplus \frac{\partial f}{\partial y_0} \cdot y_0 \cdot y'_1 = 0 \quad (43a)$$

sau

$$\frac{\partial f}{\partial y_1} \cdot y'_0 \cdot y_1 = \frac{\partial f}{\partial y_0} \cdot y_0 \cdot y'_1. \quad (43)$$

Cazul particular $p = 2$ conduce la următorul enunț al propoziției 2 :

$$(f(0,1) \oplus f(1,1)) \cdot y_0 \cdot y'_1 \oplus (f(1,0) \oplus f(1,1)) \cdot y'_0 \cdot y_1 = 0 \quad (44)$$

sau :

$$\frac{\partial f}{\partial y_1} \Big|_{y_0=1} \cdot y_0 \cdot y'_1 \oplus \frac{\partial f}{\partial y_0} \Big|_{y_1=1} \cdot y'_0 \cdot y_1 = 0. \quad (45)$$

Din formele canonice disjunctiv-exclusive pentru funcțiile

$$\frac{\partial f}{\partial y_0} \text{ și } \frac{\partial f}{\partial y_1}, \text{ (39-40), se obține :}$$

$$\frac{\partial f}{\partial y_0} \cdot y'_0 \cdot y_1 = \frac{\partial f}{\partial y_0} \Big|_{y_1=1} \cdot y'_0 \cdot y_1 \quad (46)$$

respectiv :

$$\frac{\partial f}{\partial y_1} \cdot y_0 \cdot y'_1 = \frac{\partial f}{\partial y_1} \Big|_{y_0=1} \cdot y_0 \cdot y'_1 \quad (47)$$

De unde se deduce :

$$\frac{\partial f}{\partial y_0} \cdot y'_0 \cdot y_1 \oplus \frac{\partial f}{\partial y_1} \cdot y_0 \cdot y'_1 = 0 \quad (48a)$$

sau încă :

$$\frac{\partial f}{\partial y_1} \cdot y'_0 \cdot y_1 = \frac{\partial f}{\partial y_0} \cdot y'_0 \cdot y_1. \quad (48)$$

Cu particularizarea enunțurilor celor două propoziții, pentru $p = 2$, se vor obține condițiile necesare și suficiente prezentate în [3].

Caracterizarea generală analitică a scurt-circuitelor nereactive nedetectabile dintr-un circuit numeric combinațional este un rezultat util în proiectarea testelor complete de detecție a defectelor ca și în proiectarea rutării traseelor pentru astfel de circuite numerice realizate integrat sau discret.

Bibliografie

- [1] Friedman, A.D., Menon, P.R. Fault Detection in Digital Circuits Prentice-Hall 1971.
- [2] Breuer, M.A., Friedman, A.D. Diagnosis & Reliable Design of Digital Systems, Computer Science Press, 1976.
- [3] Kodandapani, K.L., Pradhan, D.K. Undetectability of Bridging Faults and Validity of Stuck-At Fault Test Sets. IEEE — Trans. on Comp., vol. C-29 January, 1980, Correspondence, pp. 55-59.

CZ : 621.3.012:621.793:669.7

CIRCUIT INTEGRAT
METALIZARE MULTISTRAT
SILICIURA DE MOLIBDEN

AlSi(1%) și Al—Mo—Sisteme de metalizare pentru circuite integrate

MARIAN BĂDILĂ*, GHEORGHE BREZEANU**, PAULA TRĂISTARU***, VICTOR TRĂISTARU*** — București

Introducere

Aluminiul este în continuare cel mai utilizat material pentru metalizarea circuitelor integrate. La contactarea Al pe Si apar interacțiuni în timpul tratamentului termic postmetalizare [1]. Si difuzează în Al până la atingerea solubilității solide maxime (circa 1% la temperaturi de sinterizare în jur de 500°C) și simultan Al pătrunde în substratul de Si. Corodarea Si este neuniformă datorită peliculei de oxid nativ de la interfață și cantității mai mari de Al existentă la periferia contactului. Prin difuzia Si în substrat apar adâncituri ce produc scurtcircuite la joncțiunile superficiale. Din acest motiv metalizarea cu Al pur nu poate fi utilizată la joncțiunile mai puțin adânci de 1 μm .

Remediul tradițional este folosirea Al dopat cu Si (1%) [1]. Diodele realizate în acest mod sînt extrem de stabile și reproductibile. De aceea metalizarea AlSi (1%) este des folosită în circuitele integrate bipolare [1]. În aceste circuite metalul realizează și contacte ohmice pe Si-n și Si-p. În literatură se comunică valori ale rezistenței specifice contactelor AlSi (1%)/Si-n [2]. Lucrarea de față completează informațiile din literatură cu date măsurate pe contacte ohmice realizate pe Si-p de diferite rezistivități.

Circuitele integrate pe scară mare (VLSI) utilizează sisteme de metalizare multistrat [3]. Schema metalizării include: metalul de contact, stratul de barieră și metalul pentru interconexiuni. Tendința în VLSI este folosirea pentru contactarea Si a siliciurilor unor metale refractare. Siliciurile asigură rezistențe specifice de contact (RSC) mai mici de $10^{-6}\Omega\text{cm}^2$, valori cerute de dimensiunile submicronice ale contactelor. Ca metal pentru interconexiuni și trasee, Al este și va rămîne în viitorul apropiat, cel mai solicitat.

Lucrarea de față prezintă și rezultatele experimentelor făcute pe unul din sistemele de metalizare recomandate pentru VLSI: Al-Mo. Tratamentul termic postmetalizare s-a făcut atît la temperaturi peste 690°C care au permis formarea siliciurii de Mo (Mo_2Si), cît și la temperaturi mai joase cînd contactul metalic pe semiconductor este realizat de Mo.

* Centrul de Cercetare științifică și Inginerie Tehnologică pentru Semiconductoare — București.

** Institutul Politehnic — București.

*** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa—București.

1. Procedura experimentală

Folosind tehnologia planar epitaxială standard s-au fabricat structuri de test cu contacte circulare și pătrate de diferite arii, realizate pe Si-n de 0,5 și 2,2 Ωcm , respectiv pe straturi puternic dopate n^+ de 5 $\text{m}\Omega\text{cm}$ și p^+ (5 — 20 $\text{m}\Omega\text{cm}$), de orientare $\langle 111 \rangle$ și $\langle 100 \rangle$. Depunerea metalelor s-a făcut în două moduri: a) prin pulverizare catodică AlSi(1%) și Mo) și b) cu tunul electronic (Mo și Al). Tratamentul termic de sinterizare s-a făcut diferențiat în funcție de sistemul de metalizare. La contactele Al-Mo s-a urmărit formarea siliciurii de Mo (Mo_2Si). De aceea tratamentul postmetalizare s-a făcut înainte de depunerea Al în două etape: la 830°C/20 min. și apoi la 900°C/30 min. Ca pasivant și strat protector (pentru Mo) s-a folosit $\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$ sau SiO_2 -PSG. Pentru comparație o parte din contactele Al-Mo au fost sinterizate la temperaturi între 300°C și 600°C, diferiți timpi de la 20 s pînă la 15 min. Aceste tratamente sînt insuficiente pentru formarea siliciurii. În cazul metalizării cu AlSi(1%) s-au experimentat tratamente la temperaturi între 480 și 510°C.

Măsurătorile electrice și prelucrarea datelor experimentale s-au făcut automat cu programul SEMICONDUCTOR [4]. Contactele pe Si-n și p sînt Schottky iar cele pe straturi puternic dopate, ohmice. Pentru contactele Schottky s-au determinat: înălțimea barierei (Φ_{Bn}), factorul de idealitate (n) și rezistența serie (R_s) [4]. La contactele ohmice s-a evaluat: rezistența specifică de contact (RSC), rezistivitatea substratului semiconductor (ρ) și rezistența parazită (R_p) [4].

2. Sistemul AlSi(1%)

Metalizarea cu AlSi (1%) asigură contacte ohmice pe substrat p. În figura 1 este prezentată dependența rezistenței specifice acestor contacte în funcție de rezistivitatea semiconductorului, RSC păstrează valori reduse (mai mici de $2 \cdot 10^{-5}\Omega\text{cm}^2$) pînă la rezistivități de 0,5 Ωcm . Punctele experimentale sînt bine approximate de dreapta de ecuație,

$$\text{RSC} = (4,3 \pm 0,3) \cdot 10^{-5} \rho^{0,673}, \quad (1)$$

reprezentată cu linie continuă pe figura 1. Relația (1) poate servi la evaluarea RSC pentru

orice rezistivitate între 10^{-2} și $1\Omega\text{cm}$. În figura 2 valorile rezistenței specifice contactelor AlSi (1%)/Si-p sint comparate cu date experimentale măsurate pe structuri metalizate cu Al pur [5].

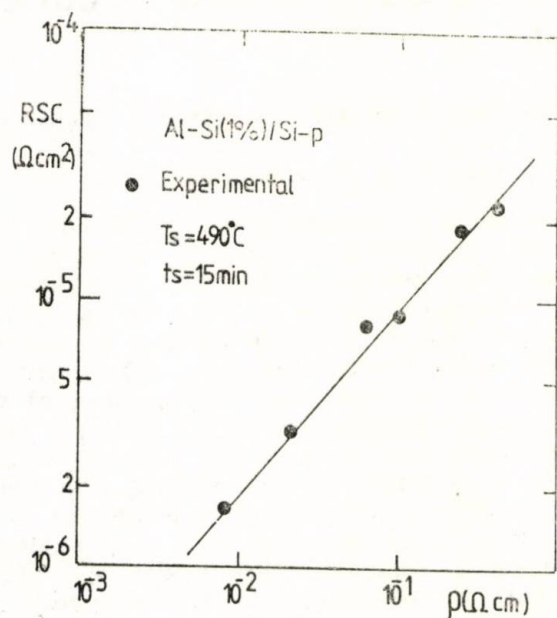


Fig. 1. Dependența de rezistivitate a rezistenței specifice de contact (metalizare AlSi(1%)).

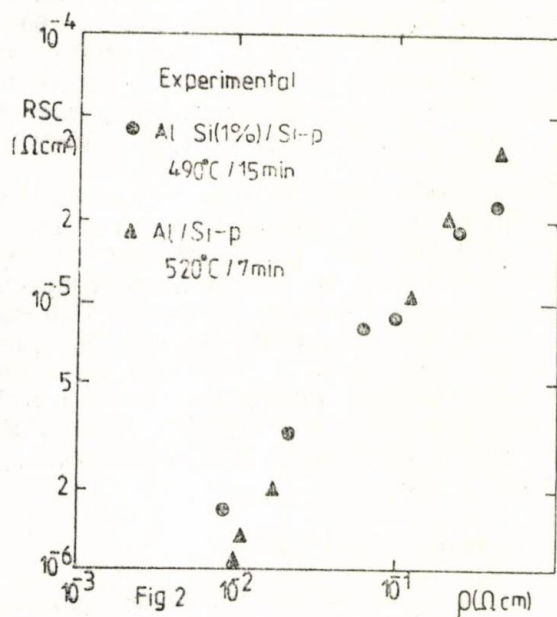


Fig. 2. Dependența de rezistivitate a rezistenței specifice de contact (AlSi(1%) și AlSi).

La orice rezistivitate cele 2 sisteme de metalizare asigură RSC de valori foarte apropiate. Pe Si-n metalizarea cu AlSi(1%) dă contacte Schottky. Valorile pentru $\Phi_{Bn} = 0,74 \pm 0,0$ V și $n = 1,09 \pm 0,01$ sint foarte stabile cu modificarea rezistivității Si-n (între 0,6 și $2,2\Omega\text{cm}$) și/sau a temperaturii de tratament (de la 430 la 510°C).

3. Sistemul Al-Mo

Încercările de a obține contacte cu siliciură de Mo nu au reușit. Tratamentul în cuptor, la temperaturi peste 800°C , în atmosferă de N_2 a condus la contacte neaderente cu o rezistență serie inacceptabil de mare. Această rezistență este datorată sensibilității Mo la O_2 sau alte urme de vapori contaminanți din atmosfera internă a cuptorului de tratament [3]. O peli-

TABELUL 1

Placheta	N_{12}	P_2	P_5
Orientare	$\langle 100 \rangle$	$\langle 100 \rangle$	$\langle 111 \rangle$
Tratament	$600^\circ\text{C} / 20\text{sec}$	$500^\circ\text{C} / 5\text{min}$	$600^\circ\text{C} / 20\text{sec}$
ρ_{dat} ($\text{m}\Omega\text{cm}$)	1...5	5...20	5...20
ρ_{calc} ($\text{m}\Omega\text{cm}$)	3,42	18,6	24,95
RSC (Ωcm^2)	$3,25 \cdot 10^{-6}$	$1,82 \cdot 10^{-4}$	$2,14 \cdot 10^{-3}$
R_p (Ω)	1,68	5,76	1,42

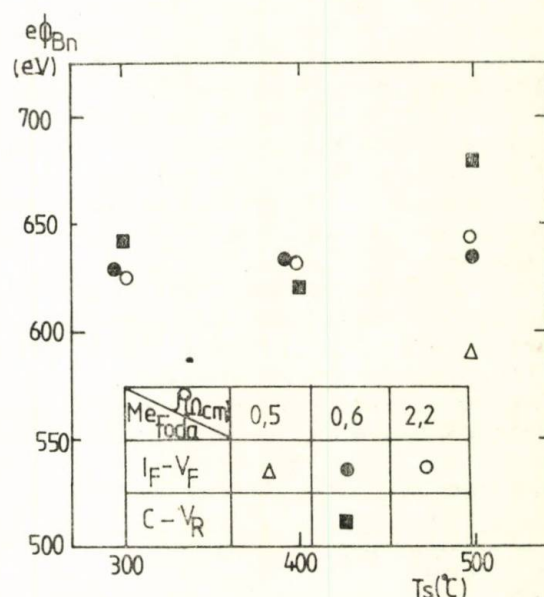


Fig. 3. Înălțimea barierei — rezultate experimentale.

culă neconductivă (probabil oxid de Mo) se formează la interfață în timpul tratamentului în cuptor la temperaturi înalte [3].

Tabelul 1 prezintă principalele determinări făcute pe contacte ohmice Al-Mo sinterizate la temperaturi joase. Valorile pentru ρ calculate

valori pentru factorul de idealitate se obțin la $T_s = 500^\circ\text{C}$ (fig. 4). Contactele pe strat epitaxial de $0,5 \Omega\text{cm}$ au fost obținute prin depunerea Mo cu tunul electronic. Se remarcă valorile mai reduse atât pentru barieră (fig. 3), cât și pentru n (fig. 4).

4 Concluzii

Lucrarea prezintă câteva rezultate ale investigațiilor pe 2 sisteme de metalizare. Sistemul bazat pe AlSi(1%) este recomandat pentru circuitele integrate bipolare low-power Schottky. Metalul asigură pe Si-p contacte ohmice cu RSC comparabilă cu a contactelor metalizate cu Al pur, iar pe Si-n contacte Schottky stabile și controlabile. În plus, Al dopat cu 1% Si determină interacțiuni metal-siliciu, mult reduse față de cazul contactului Al/Si.

Experimentele pe Al-Mo au arătat că obținerea de contacte cu siliciură de Mo este, cel puțin în momentul de față, imposibilă. Formarea Mo_2Si reclamă tratamente de sinterizare în vid cu fascicul de electroni [3]. În schimb, contacte Al-Mo sinterizate la temperaturi relativ joase au putut fi caracterizate. Determinările de RSC au condus la valori cu circa 2 ordine de mărime mai mari decât rezistențele specifice pe care le asigură Mo_2Si pe același substrat [3]. Deci, sistemul Al-Mo este indicat pentru circuitele VLSI dacă metalul de contact cu Si este Mo_2Si .

Bibliografie

- [1] Fantini, F. *Microelectron. Reliab.*, 24, pp. 275–296 (1984).
- [2] Proctor, S. ș.a., *IEEE Trans. El. Dev.*, ED-30, pp. 1535–1542 (1983).
- [3] Chen, J.Y.T., ș.a. *IEEE Trans. El. Dev.*, ED-30, pp. 1542–1550 (1983).
- [4] Brezeanu, Gh. ș.a., în Vol. „Lucrările CAS”, pp 131–134 (1985).
- [5] Brezeanu, Gh. în vol. „Microelectronica”, Ed. Acad. RSR, 1986, pp. 152–161.

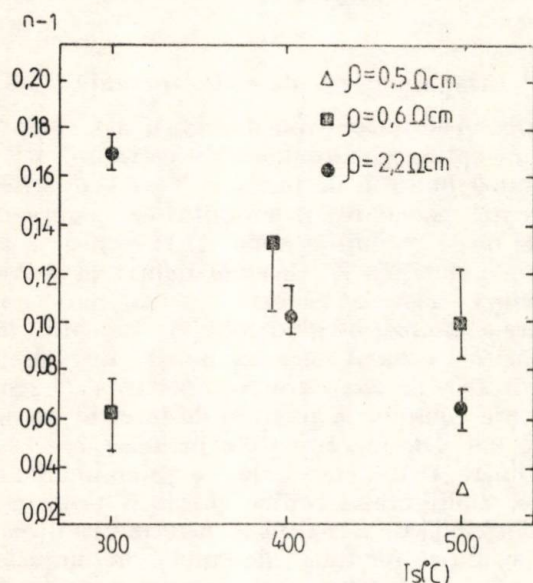


Fig. 4. Factorul de idealitate — rezultate experimentale.

cu programul SEMICONDUCTOR sînt apropiate de cele indicate de fabricantul plachetelor. Valorile pentru RSC pot fi considerate de încredere. Ele au rezultat prin măsurători pe minimum 5 structuri de test și se compară excelent cu datele de RSC indicate în referința [3].

Figura 3 și 4 prezintă sintetic principalele rezultate determinate pe contacte Schottky Al-Mo/Si-n. Contactele pe Si-n de $0,6$ și $2,2 \Omega\text{cm}$ au fost realizate prin depunerea Mo prin pulverizare catodică. Pentru aceste contacte $\Phi_{Bn} = 0,64 \pm 0,01 \text{ V}$, (fig. 3) indiferent de T_s , și metoda de evaluare a barierei. Cele mai mici

CZ 621.396 :656.2

BLOC DE RECEPȚIE
SEMNALE TV EMISE DE SATELIȚI GEOSTAȚIONARI

Bloc de recepție pentru banda de 11 GHz

MIRON CĂȚOIU, SERGIU IORDĂNESCU, VALENTIN BUICULESCU* — București

Introducere

Lucrarea prezintă un bloc de recepție în banda de 11 GHz, proiectat pentru recepția semnalelor TV emise de sateliți geostaționari. Blocul asigură preamplificarea de radiofrecvență, conversia 11GHz/1GHz și este conceput pentru a fi montat în focarul unei antene parabolice. Întrucât excitatorul parabolei face parte din bloc, circuitele de microunde sînt realizate într-o tehnică hibridă: ghid de undă + finline + microstrip.

1. Excitatorul

Excitatorul este compus dintr-un ghid de undă circular ce folosește modul TE_{11} , o structură periodică inelară (corrugated choke), retrasă față de planul aperturii [1] și o tranziție de la ghidul circular la ghidul rectangular R120. O secțiune a excitatorului este prezentată în figura 1. Funcția structurii periodice inelare este de a suprima distribuția de curent ce ia naștere în peretele exterior al ghidului și de a rerația cîmpul difractat de marginea ghidului circular, asigurîndu-se faza corectă în planul aperturii. Tranziția este realizată de un transformator în $\lambda/4$ în treaptă.

Atenuarea semnalelor polarizate ortogonal depășește 33 dB, într-o plajă de $\pm 10^\circ$ abatere de la ortogonalitate, iar pierderile de reflexie ale excitatorului + tranziție sînt RL 24 $\geq$ dB în

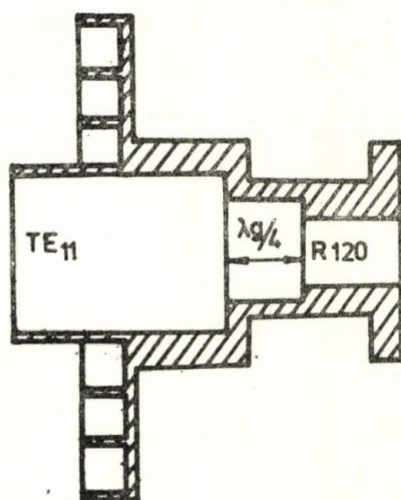


Fig. 1. Excitatorul.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

gama 10,7 — 11,8 GHz, excitatorul radiind în spațiul liber.

2. Amplificatorul de radiofrecvență

Deoarece, pentru un diametru dat al antenei de recepție, zgomotul amplificatorului RF determină factorul de merit G/T al instalației de recepție, atenuarea în circuitul ce asigură tranziția de la ghidul de undă R120 la poarta tranzistorului MESFET trebuie redusă la valoarea minimă posibilă. Soluția clasică, care constă dintr-o tranziție ghid-coaxial, urmată de o tranziție coaxial-microstrip și de circuitul microstrip de adaptare la impedanța de zgomot minim, conduce la pierderi de inserție ce depășesc 0,6 dB, inacceptabile în acest caz.

Dintre toate circuitele de microunde analizate, configurația finline prezintă proprietatea remarcabilă de a realiza transformarea directă a impedanței ghidului de unda la impedanța optimă de zgomot [2], poarta conectîndu-se direct pe linia finline. În acest fel, pierderile de tranziție și adaptare sînt practic eliminate. O secțiune a circuitului este prezentată în figura 2, împreună cu circuitul echivalent.

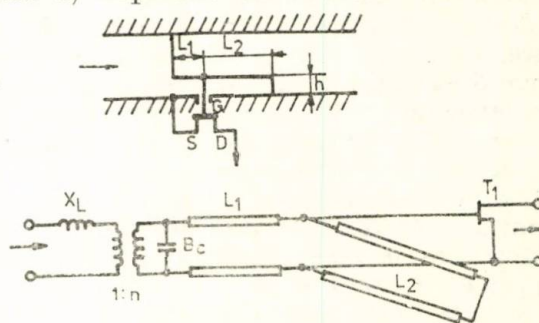


Fig. 2. Circuitul finline de adaptare.

Pentru calculul geometriei circuitului finline s-a folosit condiția de rezonanță transversală pentru modul TE_{mo} ($m = \text{impar}$) [3,4]:

$$\left(\frac{b}{d}\right) \tan \frac{2\pi s}{\lambda_c} + \frac{B_0}{y_0} - \cot \pi \frac{(2a-2s)}{\lambda_c} = 0$$

$$\text{unde } \frac{B_0}{y_0} = \frac{4b}{\lambda_c} \left\{ \ln \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) + \frac{Q \cos^4 \left(\frac{\pi d}{2b} \right)}{1 + Q \sin^4 \left(\frac{\pi d}{2b} \right)} + \frac{1}{16} \left(\frac{2b}{\lambda_c} \right)^2 \left[1 - 3 \sin^2 \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right]^2 \cos^4 \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right\}$$

$$Q = \left[1 - \left(\frac{2b}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} - 1$$

unde d este grosimea finline și s este distanța dintre marginea finline și peretele ghidului. Din condiția de rezonanță rezultă lungimea de unda de tăiere λ_c , obținându-se apoi impedanța caracteristică Z_c conform relației

$$\frac{\lambda}{\lambda_g} = \frac{Z_{0\infty}}{Z_c} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}$$

unde λ este lungimea de undă în spațiul liber și $Z_{0\infty}$ este impedanța caracteristică la o frecvență infinită. Lungimile l_1 , l_2 precum și raportul de transformare optim s-au stabilit cu ajutorul unui program de analiză de rețele.

Etajul de intrare în structura finline, echipat cu tranzistorul MESFET T_1 , este urmat de un etaj de amplificare (fig. 3) cu tranzistor MESFET (T_2), realizat în tehnica microstrip pe substrat ceramic; tranziția de la drena tranzistorului T_1 la intrarea celui de al doilea etaj de ampli-

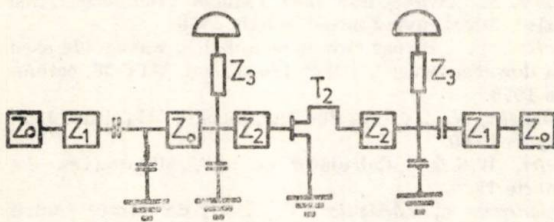


Fig. 3. Schema etajului de amplificare.

ficare se efectuează tot printr-un circuit microstrip de adaptare, similar cu cel de la ieșirea lui T_2 , care transformă impedanța caracteristică $Z_0 = 50$ ohm (impedanța la jonctiunea dintre etaje) în impedanța optimă de sarcină a tranzistorului T_1 .

Configurația circuitelor de adaptare la intrarea și ieșirea tranzistorului T_2 (fig. 3) a fost aleasă astfel încât să asigure câștigul maxim în putere (adaptare conjugată) în banda de interes [5], într-o structură cât mai compactă pentru a limita pierderile de transmisie pe liniile microstrip din rețelele de adaptare. Condensatoarele serie pentru decuplare în curent continuu sînt componente discrete tip multistrat iar condensatoarele paralel sînt realizate sub forma de linii microstrip în gol. Calculul liniilor microstrip s-a efectuat cu ajutorul unui program ce ține cont de caracterul dispersiv al propagării în banda X pe liniile plane depuse pe substrat ceramic.

Tranzistorul MESFET T_2 este conectat cu sursa la masă, fiind plasat între plăcuțele ceramice pe care sînt depuse rețelele de adaptare. Polarizarea dranei tranzistorului T_1 și a grilei

și dranei tranzistorului T_2 se face prin intermediul unor sectoare de linie radială, semicirculare, conectate la liniile de adaptare prin segmente de linie de impedanță mare (Z_3), de lungime $3\lambda/4$. Polarizarea se efectuează printr-un circuit care interzice, în orice condiții, apariția tensiunii drenă—sursă înaintea apariției tensiunii sursa-poartă.

3. Mixerul

Frecvența intermediară, după prima schimbare de frecvență, se află în domeniul $1\text{GHz} \pm \pm 0,15\text{GHz}$. În aceste condiții, primul mixer al receptorului poate fi realizat cu recuperarea semnalului imagine, soluție care prezintă câteva avantaje importante [6]:

- pierderile de conversie sînt cu $1...3\text{dB}$ mai mici decît la un mixer obișnuit;
- se elimină răspunsurile parazite ale receptorului în banda semnalului imagine;
- separarea semnalelor de intrare, oscilator local și imagine este mai simplă.

Structura mixerului de bandă X este prezentată în figura 4. Rejecția semnalului imagine se face în circuitul de intrare printr-o linie în gol

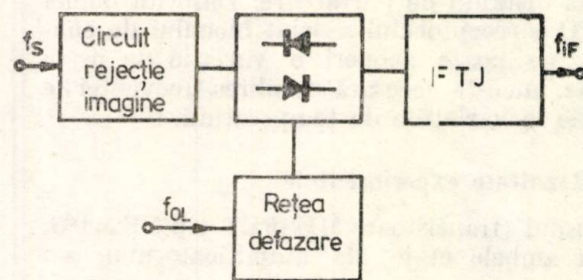


Fig. 4. Schema — bloc a mixerului.

cuplată la linia principală (filtru oprește-banda). Rețeaua de defazare asigură faza corectă a semnalului de pompaj (f_{LO}) la fiecare dintre cele două diode Schottky. Filtrul trece-jos din circuitul de ieșire pentru f_{IF} are frecvența de tăiere de aproximativ 2GHz ; impedanța de intrare a filtrului trebuie să fie infinită în toată banda $8,95-11,1\text{GHz}$, care include frecvențele de semnal, pompaj și imagine. Practic, structura a fost proiectată pentru a prezenta o impedanță mai mare de 250ohm în această bandă.

Mixerul este construit pe o placuță din material ceramic de $1'' \times 0,5'' \times 0,025''$, cu două diode Schottky în capsula LID. Izolarea între intrări/ieșiri este mai bună de 12dB . Pierderile de conversie, inclusiv pierderile în circuitele de adaptare și filtre, sînt de cca. 7dB . Această valoare, destul de mare pentru un mixer cu recuperarea imaginii, este explicabilă prin atenuarea importantă introdusă de liniile de transmisiune de pe suportul ceramic. Mixerul este precedat, pe calea de semnal, de un izolator microstrip pe substrat integral ferrimagnetic,

Amplificatorul FI asociat mixerului este realizat cu tranzistoarele KT391A și KT372A. Cele patru etaje ale amplificatorului oferă un câștig $G \geq 40$ dB, primul tranzistor fiind adaptat pentru zgomot minim.

4. Oscilatorul local

Pentru a nu deteriora factorul de zgomot global al blocului, oscilatorul ce asigură pompajul mixerului trebuie să aibă un zgomot de frecvență minim, mai bun de -100 dBc/Hz la 100 kHz distanță de purtătoare. Testările efectuate cu oscilatoare IMPATT au condus la o înrăutățire cu 4 dB a factorului de zgomot al mixerului pompat, ceea ce exclude folosirea lor pentru această aplicație.

Oscilatorul folosit a fost proiectat și realizat cu dioda Gunn CXY11C, fiind stabilizat pe o cavitate rectangulară (mod TE_{101}). O sondă plasată în cavitate paralel cu vectorul E preia energia de radiofrecvență.

Zgomotul de frecvență al acestui oscilator a fost măsurat prin heterodinare, oscilatorul de referință fiind un oscilator Gunn stabilizat prin reflexie pe o cavitate cilindrică având $Q_0 = 21000$. S-a obținut $P_z/P_c = -94,8$ dBc/Hz la numai 20 kHz distanță de purtătoare. Datorită buclei de AFC a receptorului asociat blocului de conversie, ce poate acoperi o variație de peste 50 MHz, nu este necesară stabilirea frecvenței de oscilație la variațiile de temperatură.

5. Rezultate experimentale

Folosind tranzistoare MESFET tip NE24483, pentru ambele etaje ale amplificatorului, s-a

obținut un câștig de $5,9$ dB pentru primul etaj și $6,5$ dB pentru al doilea, la frecvența de $11,1$ GHz. Factorul de zgomot global al blocului, inclusiv contribuția mixerului și amplificatorului de FI, este $F_t = 4,6$ dB la $f = 11,1$ GHz. Câștigul de conversie 11 GHz/1 GHz este $G_c \geq 40$ dB într-o bandă de frecvențe de 300 MHz.

6. Concluzii

Blocul de recepție realizat, conectat la un receptor ce efectuează conversia 1 GHz/70 MHz și demodularea semnalelor video și sunet, asigură recepția semnalelor TV emise de sateliții geostaționari în banda de 11 GHz, în condiții satisfăcătoare. Îmbunătățirea calității recepției se poate obține prin utilizarea unor tranzistoare MESFET cu poarta de cel mult $0,5$ μ m lungime, soluție ce conduce la micșorarea factorului de zgomot global al receptorului de microunde.

Bibliografie

- [1] Kumer, S. „Waveguide feed reduces crosspolarization levels”, Microwave Journal martie 1978.
- [2] Konishi, Y. „Planar circuit mounted in waveguide used as a downconverter”, IEEE Trans., vol. MTT-26, octombrie 1978.
- [3] Marcuvitz, N. „Waveguide Handbook”, MIT Rad. Lab. Ser., vol. 10.
- [4] Hoefer, W.S.R. „Calculator corner”, Microwaves, decembrie 1979.
- [5] Iordănescu, S., Tănăsescu, V. „Etaj de intrare pentru radiorelee în banda $1,7-2,3$ GHz”, CAS-1981.
- [6] Torrey, H.C., Whitmer C.H. „Crystal Rectifiers”, MIT Rad. Lab. Ser., vol. 15.

CZ 546.281 :537.228.1

SENZOR PIEZOREZISTIV
SILICIU MONOCRISTALIN

Evaluare experimentală a performanțelor senzorilor piezorezistivi de presiune realizați pe siliciu monocristalin

MIRCEA MUNTEAN*, DAN GURAN*, IOAN PAVELESCU**, FLOREA CRĂCIUNOIU**, CORNEL ANTONA** — București

Introducere

Dintre variantele constructive ale senzorilor de presiune cu corp solid, senzorul piezorezistiv cu siliciu este în prezent liderul în domeniu, fiind expertizat de cercetare și industrie. Structurile semiconductoare care funcționează pe baza efectului piezorezistiv (variația rezistenței electrice sub acțiunea unor tensiuni mecanice exercitate asupra materialului) au devenit deja structuri tradiționale, utilizate frecvent

pentru măsurarea unor mărimi mecanice (forță, presiune, vibrație, accelerație). Lucrarea prezintă evaluarea experimentală a performanțelor unei noi variante de senzor piezorezistiv de presiune cu siliciu, proiectată la IEA-Aerofina și realizată experimental la CCSIT-CE.

1. Realizarea experimentală a senzorului

S-a proiectat și realizat o variantă de senzor piezorezistiv cu diafragma circulară cu diametrul de $2,5$ mm. Spre deosebire de varianta de arie mult mai mare, experimentată anterior [1], în noua configurație, rezistoarele din punte au fost dispuse, două câte două, radial și, res-

* I.E.A. — Aerofina — București.

** Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

pectiv, tangențial la marginea diafragmei. Pentru o testare cât mai completă, conectarea rezistoarelor în punte se face prin conexiuni externe. La aplicarea presiunii pe diafragmă, sensul de variație al rezistenței este opus pentru rezistențele adiacente din punte; ca urmare puntea se dezechilibrează, acționând ca amplificator de efort. Pentru un diametru dat al diafragmei se pot selecta diverse valori ale grosimii acesteia pentru a realiza senzori cu sensibilitatea dorită pe un anumit domeniu de presiuni. De asemenea, prin optimizarea valorilor rezistențelor localizate la marginile diafragmei, precum și prin dispunerea corespunzătoare a acestora în funcție de orientarea siliciului utilizat se pot obține senzori de presiune care prezintă sensibilități maxime cu presiunea și dependențe minime ale parametrilor cu temperatura [2,3].

Senzorul a fost realizat pe siliciu (100) de tip n cu rezistivitatea 4–6 ohm·cm, în conformitate cu următoarea secvență tehnologică:

- oxidare inițială;
- depunere Si_3N_4 pe spatele plachetei;
- proces fotolitografic față-spate (deschidere ferestre pentru difuzia rezistoarelor și corodarea Si_3N_4 și Si pentru referința de aliniere);
- îndepărtare Si_3N_4 ;
- predifuzie și difuzie bor pentru rezistoare;
- depunere Si_3N_4 pe spatele plachetei;
- proces fotolitografic — ferestre de contactare;
- depunere aluminiu;
- proces fotolitografic — delimitare metalizare;
- sinterizare aluminiu;
- depunere PSG;
- proces fotolitografic față-spate (corodare Si_3N_4 și PSG pentru delimitare paduri);
- acoperire de protecție a suprafeței;
- corodare siliciu — realizare diafragmă;
- îndepărtarea peliculei de protecție de pe suprafață.

S-au realizat senzori cu grosimi ale diafragmei de $185 \pm 10 \mu\text{m}$ și $95 \pm 5 \mu\text{m}$. Toleranța relativ mare a grosimii diafragmei se datorează aranjamentului experimental de corodare chimică. Structura piezorezistivă a fost montată într-o capsulă asemănătoare cu cea descrisă în [1].

2. Sistemul de evaluare experimentală a senzorului piezorezistiv de presiune

Alimentarea senzorului s-a făcut cu un generator de curent constant. Tensiunea de dezechilibru a punții este preluată de un amplificator diferențial cu performanțe deosebite în ceea ce privește impedanța de intrare, curenții de polarizare, rejectia tensiunii de alimentare și a tensiunii de mod comun. După amplificare semnalul este convertit digital și afișat. Presiunea de referință este furnizată de un manometru cu

piston și greutăți cu domeniul de măsură 0–60 bar și clasa de precizie 0,1% și aplicată senzorului prin intermediul unui lichid hidrolic. Întregul ansamblu simulează un sistem profundimetru de măsură a adâncimii de scufundare în apă. Aplicarea presiunii s-a făcut în trepte succesive, pentru 5 cicluri de urcare-coborîre, obținându-se astfel în fiecare punct câte 10 valori. Afișajul sistemului indică adâncimea corespunzătoare presiunii de referință aplicată. Etalonarea sistemului se face în m coloană de apă, ținând seama de presiunea hidrostatică a coloanei de apă: $p = dgh$, de unde rezultă curba teoretică de referință $h = 9,8678 p(\text{m})$ cu p exprimat în bar. Simularea scufundării s-a făcut pe două domenii: 0–400 m, pentru care s-au considerat 28 puncte de măsură și 0–35 m, pentru care au fost alese 9 puncte de măsură. Corespunzător, domeniile presiunii de referință sint: 0,25–39,6 bar și 0,25–3,6 bar (sub valoarea de 0,25 bar neputîndu-se asigura opresiune de referință).

3. Rezultate experimentale și discuții

Utilizînd metodele clasice de prelucrare statistică a valorilor determinate experimental și programe de calcul adecvate s-au obținut curbele prezentate în figurile 1 și 2, corespunzătoare celor două domenii analizate. Pentru domeniul 0–400 m abaterea standard obținută ($\sigma_{iu(\text{max})} = 0,606 \text{ m}$ și $\sigma_{ic(\text{max})} = 0,331 \text{ m}$ la 25 bar și, respectiv, 39,6 bar, pentru urcare, respectiv, coborîre) este comparabilă cu eroarea referinței (0,1% = 60 mbar = 0,592 m), ceea ce ar impune, pentru o evaluare mai exactă a întregului sistem o referință mult mai precisă. În orice caz, pentru domeniul 0–35 m referința cu care se face verificarea este și mai puțin adecvată,

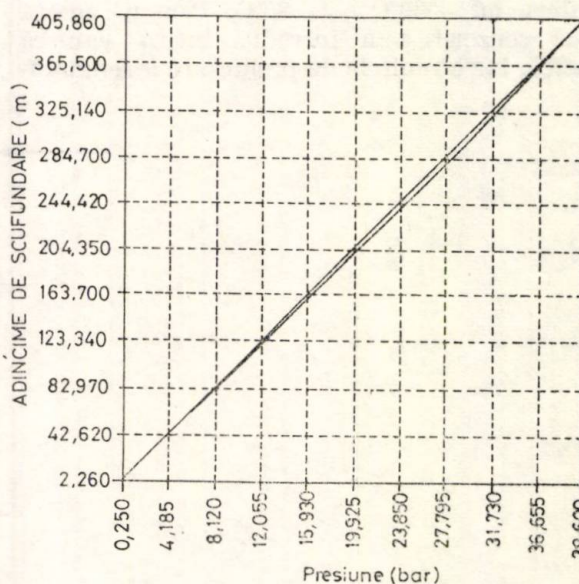


Fig. 1. Variația adâncimii de scufundare în funcție de presiune, pentru domeniul 0–400 m.

abaterile standard obținute fiind mai mici decât precizia referinței. Din punct de vedere al liniarității, histeresisului, fidelității (proprietatea sistemului de a reveni la aceeași indicație în momentul în care mărimea de intrare are aceeași valoare, în același sens) și justeții (diferența

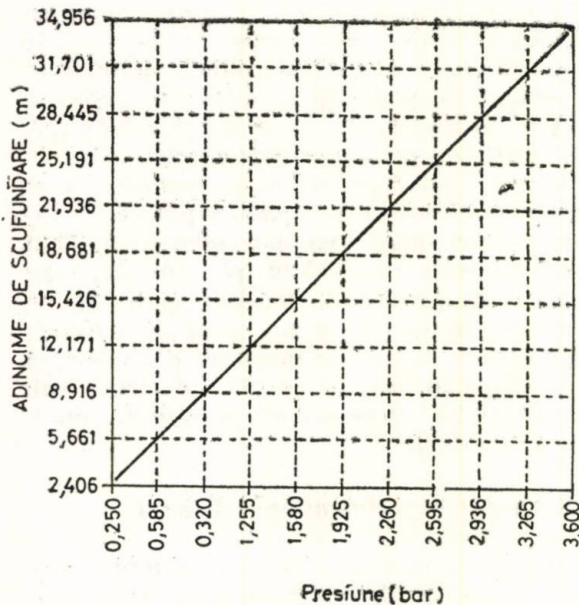


Fig. 2. Variația adâncimii de scufundare în funcție de presiune, pentru domeniul 0—35 m.

dintre valoarea indicată de sistem și valoarea reală corespunzătoare mărimii de intrare), sistemul profundimetru se comportă foarte bine, fapt care caracterizează corespunzător performanțele senzorului. Sistemul profundimetru prezintă erori mai mari în domeniul 0—35 m cauzate de neadaptarea perfectă a senzorului la acest domeniu (acesta fiind proiectat pentru 0—40 bar).

Senzorul realizat a fost testat în temperatură pe intervalul -30°C — $+80^{\circ}\text{C}$. Pentru această analiză senzorii s-au introdus într-o cameră climatică, iar circuitele de prelucrare a semnalului

lui s-au menținut la temperatura camerei. S-a analizat deriva termică a tensiunii de decalaj de zero. În general deriva termică este relativ ridicată, însă curba de variație este aproximativ liniară ceea ce permite compensarea termică. Pentru domeniul 0—400 m variația totală, pe intervalul de temperatură considerat, a fost de 19,05 % (75,4 m), coeficientul de variație al tensiunii de decalaj fiind de $0,39\%/^{\circ}\text{C}$ ($0,172\text{m}/^{\circ}\text{C}$).

Factorii posibili care degradează comportarea cu temperatura a senzorului sunt:

- variația intrinsecă a rezistenței echivalente a punții neechilibrate;

- tensiuni induse termic datorită diferenței mari dintre coeficienții de dilatare termică a siliciului ($2,5 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) și ambazei epoxidice ($80 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$).

În consecință, se impune îmbunătățirea comportării cu temperatura a senzorului, fapt care poate fi realizat cel puțin prin adoptarea următoarelor soluții:

- optimizarea dopării rezistoarelor de tip *p* pentru realizarea celui mai bun compromis între sensibilitatea cu presiunea și deriva termică [4].

- adoptarea unei tehnologii adecvate de montaj-asamblare.

Bibliografie

- [1] Muntean, M., Vasilica, L., Guran, D., Pavelescu, I., Crăciunoiu, F., Anton, C. „Senzor piezorezistiv pe siliciu monocristalin”, Conferința Anuală de Semiconductoare, CAS, 1985, Poiana Brașov, oct. 1985; Lucrările CAS 1985, pp. 169—172; EEA. — Aut. și El., vol. 30 (1986).
- [2] Kim, S.C., și Wise, K.D. „Temperature sensitivity in silicon piezoresistive pressure transducers”, IEEE Trans. El. Dev., vol. ED-30 (7), p. 802—810, 1983.
- [3] Tuft, O.N., Stelzer, E.L. „Piezoresistive properties of silicon diffused layers”, J. Appl. Phys., vol. 34 (2), pp. 313—318, 1963.
- [4] Tuft, O.N., Chapman, P.W., Long, D. „Silicon diffused-element piezoresistive diaphragms” J. Appl. Phys., vol. 33 (11), pp. 3322—3327, 1962.

Analiza eficienței emitorului la tranzistoarele bipolare

SORIN GEORGESCU*, TUDOR DUNCA*, DUMITRU SDRULLA*, ION GHITĂ* — București

Introducere

Fenomenele fizice care au loc în materiale semiconductoare cu dopări mari constituie factorul limitativ determinant pentru eficiența emitorului la tranzistoarele bipolare [1-4]. În momentul de față există încă numeroase aspecte controversate ale fizicii semiconductoarelor puternic dopați. Totuși, cercetătorii sînt unanimi în a considera că fenomenele specifice în emitor sînt îngustarea efectivă a benzii interzise și recombinarea Auger.

Lucrarea de față prezintă rezultatele calculelor numerice pentru emitori de tranzistoare NPN cu siliciu folosind diverse valori ale parametrilor de material C_A și ΔV_G (coeficientul de recombinare Auger, respectiv îngustarea efectivă a benzii.) Rezultatele teoretice sînt comparate cu măsurări experimentale. În final este propus un set de parametri C_A și ΔV_G care verifică datele experimentale pentru emitorul difuzat adînc.

1. Programul de calcul

Eficiența emitorului pentru diverse profile de dopant, a fost studiată numeric rezolvînd ecuațiile de transport al purtătorilor [5] și obținînd în final numărul lui Gummel echivalent pentru emitor, G_e . Programul folosește metoda diferențelor finite, ținînd cont de următoarele presupuneri:

- a) cuasineutralitate în regiunea emitorului
- b) ionizarea completă a atomilor dopantului de emitor
- c) curentul net de purtători majoritari este neglijabil față de componentele de cîmp și de difuzie
- d) curentul de purtători minoritari în emitor este determinat din ecuațiile:

$$J_p = -qD_p \frac{dp}{dx} + q\mu_p p(E + E_{bn}) \quad (1);$$

$$\frac{dJ_p}{dx} = -q \frac{p - p_{c0}}{\tau_p}, \quad (2)$$

unde p_{c0} este concentrația de goluri la echilibrul termic, E_{bn} este cîmpul electric suplimentar datorat îngustării efective a benzii interzise iar celelalte simboluri au semnificația uzuală.

e) se consideră că relația lui Einstein este valabilă și la dopări mari.

Rezolvînd (1) și (2) în condițiile de mai sus și trecînd derivatele în diferențe finite, rezultă un sistem de ecuații liniare avînd ca necunoscute concentrațiile de goluri în punctele rețelei de discretizare. Sistemul se completează cu două condiții la limită:

— concentrația de goluri la marginea dinspre emitor a regiunii de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază este dată de formula $p_0 = \frac{n_{ie}}{N_a} \exp$

$\frac{qV_{BE}}{kT}$ (3) unde N_a este concentrația de dopant, iar n_{ie} este concentrația intrinsecă efectivă legată de îngustarea benzii interzise prin relația:

$$n_{ie}^2 = n_i^2 \exp \frac{q\Delta V_G}{kT}, \quad (4)$$

— curentul de goluri la suprafața emitorului este egal cu curentul de recombinare la suprafață

$$J_p|_{\text{suprafață}} = qp_s s_p, \quad (5)$$

unde p_s este concentrația de goluri la suprafață iar s_p este viteza de recombinare la suprafață.

Rezolvarea sistemului de ecuații liniare s-a efectuat prin metoda matricilor tridiagonale, pe un calculator HP 9835. Precizia de calcul este mai bună de 1% pentru 100 puncte de discretizare.

2. Rezultatele calculelor numerice

Programul de calcul prezentat a fost folosit pentru studiul emitorilor de diverse adîncimi și concentrații avînd ca parametri ΔV_G și C_A .

În figura 1 sînt prezentate rezultatele calculelor pentru un emitor difuzat foarte superficial (profil Gauss, adîncimea joncțiunii emitor-bază 0,2 μm) sub forma dependenței $G_e - N_0$ (unde G_e este numărul lui Gummel echivalent pentru emitor, iar N_0 este concentrația de dopant la suprafață) avînd ca parametru viteza de recombinare la contact, s_p . Prin introducerea acestui parametru pot fi caracterizate și tranzistoarele cu emitor de polisiliciu. Se observă creșterea accentuată a lui G_e cu scăderea vitezei de recombinare s_p , mai ales la concentrații mici de dopant în emitor. Creșterea eficienței emitorului la toate tranzistoarele avînd profilul superficial și emitorul contactat cu polisiliciu [7-9] con-

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa — București.

stituie o confirmare calitativă a prezentelor calcule.

Figurile 2 și 3 prezintă dependența $G_e - N_0$ pentru un tranzistor triplu difuzat (BU 208) avînd

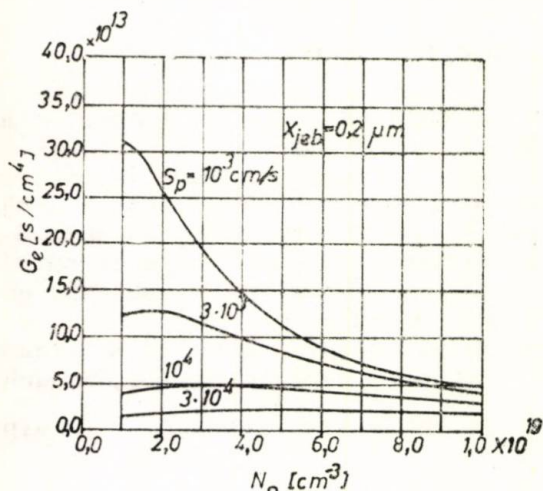


Fig. 1. Dependenta lui G_e de N_0 , cu S_p ca parametru.

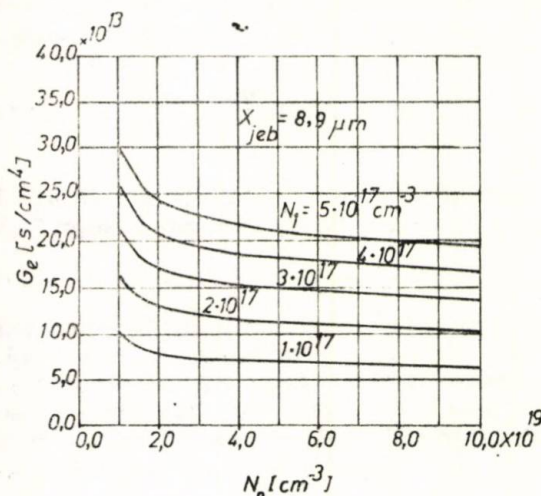


Fig. 2. Dependenta lui G_e de N_0 , cu N_1 ca parametru.

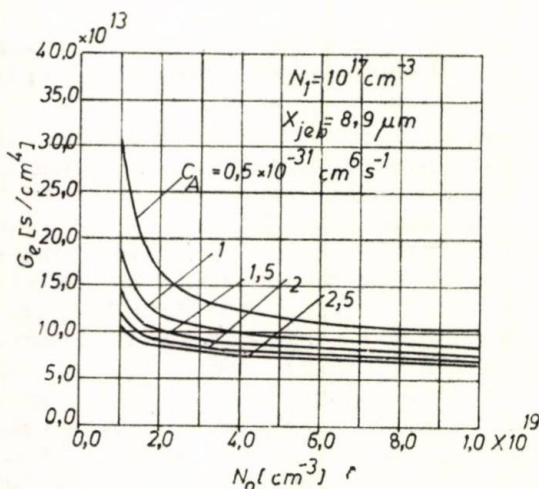


Fig. 3. Dependenta lui G_e de N_0 , cu G_A ca parametru.

emitorul difuzat adînc, la diferite valori ale parametrilor de modelare C_A respectiv N_1 .

C_A este coeficientul de recombinare Auger, iar parametrul N_1 caracterizează îngustarea efectivă a benzii interzise ΔV_G prin relația empirică (10):

$$\Delta V_G = 9 \cdot \left(\ln \frac{N_0}{N_1} + \sqrt{\ln^2 \frac{N_0}{N_1} + 0,5} \right) [\text{mV}]. \quad (6)$$

Cum era de așteptat, scăderea coeficientului Auger conduce la creșterea lui G_e , mai ales la concentrații mici ale dopantului de emitor. O influență asemănătoare asupra lui G_e o are și creșterea valorii parametrului N_1 , semnificînd reducerea îngustării benzii interzise.

3. Rezultate experimentale și comparație cu teoria

Pentru a stabili valabilitatea valorilor parametrilor de material în general acceptate în literatură ($N_1 = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ [10] și $C_A = 2,8 \cdot 10^{31} \text{ cm}^6 \text{ s}^{-1}$ [11]) a fost procesat un lot de tranzistoare cu profil adînc avînd parametrii constructivi: $x_{jeb} = 8,9 \text{ } \mu\text{m}$; $N_0 = 9 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$; $A_E = 0,15 \text{ cm}^2$.

Parametrul G_e se obține din relația

$$G_e = h_{FE\text{max}} \cdot G_b \quad (7)$$

unde G_b este numărul ui Gummel pentru bază și a fost determinat din caracteristica măsurată $I_C - V_{BE}$ (fig. 4) cu ajutorul relației:

$$G_b = \frac{qn_i^2 A_E \exp(qV_{BE}/kT)}{I_C} \quad (8)$$

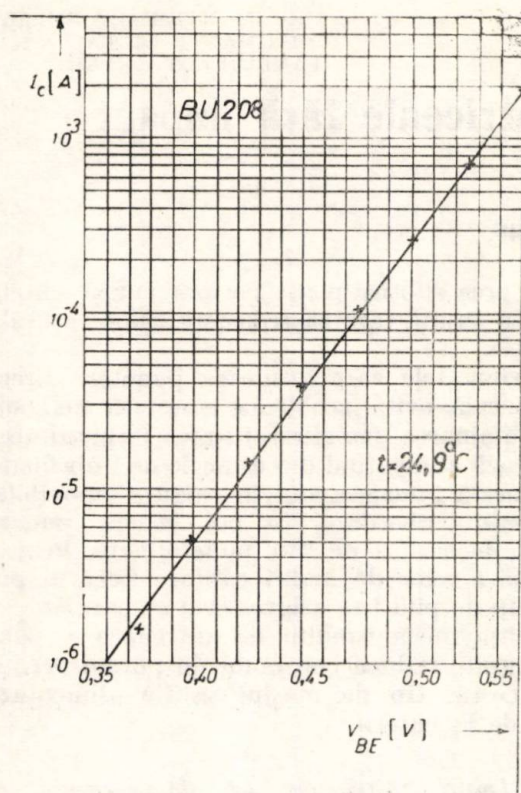
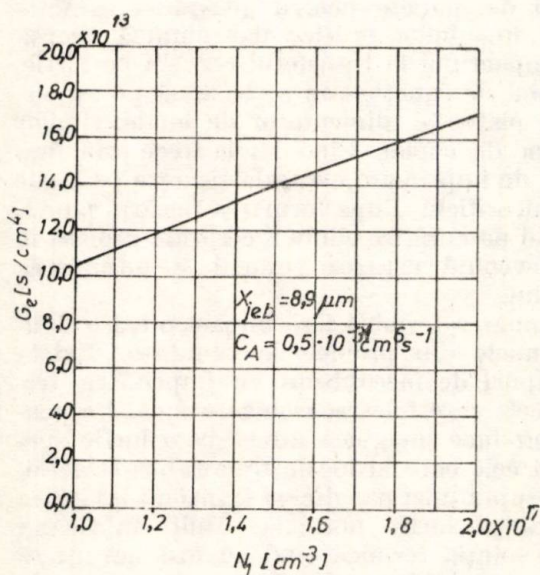
unde notațiile au semnificația obișnuită.

Pentru tranzistoarele considerate (din familia BU 208) valorile obținute sînt $G_b = 3,5 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-4} \text{ s}$ și $G_e = 1,4 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-4} \text{ s}$.

Folosind valorile de C_A și N_1 acceptate de literatură și profilul adînc determinat experimental, calculele numerice conduc însă la valoarea $G_e = 7 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-4} \text{ s}$. Această discrepanță se datorează probabil faptului că valorile parametrilor de material acceptate de literatură au fost determinate din măsurări pe structuri superficiale, în care recombinarea SRH poate fi importantă, alternînd rezultatele.

Pentru tranzistoarele realizate experimental, mărirea timpului de viață SRH a fost obținută prin procese de gettering (difuzii în prezența unor agenți clorurați și răcire foarte lentă a plachetelor).

Folosind valoarea $C_A = 5 \cdot 10^{-32} \text{ cm}^6 \text{ s}^{-1}$ recent raportată în literatură [11] a fost trasată curba $G_e - N_1$ din figura 5. Pentru $G_e = 1,4 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-4} \text{ s}$ se obține $N_1 = 1,5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ valoare

Fig. 4. Caracteristica măsurată $I_c - V_{BE}$.Fig. 5. Dependența lui G_e de N_1 .

care este raportată în literatură pentru un emitor dopat cu arsen [12].

4. Concluzii

Prezenta lucrare propune un program de calcul numeric pentru determinarea numărului efectiv al lui Gummel G_e în cazul unor emitori cu profil de dopare arbitrar și viteză finită de recombinare la suprafață.

Acest program permite modelarea tranzistoarelor superficiale (inclusiv a celor contactate cu polisiliciu) și a tranzistoarelor adinc difuzate.

Comparația cu rezultatele experimentale pune în evidență necesitatea corectării valorilor în general acceptate pentru parametrii de material C_A și N_1 . Se propune un set de valori ($C_A = 0,5 \cdot 10^{-31} \text{ cm}^6 \text{ s}^{-1}$ și $N_1 = 1,5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$) care corespund rezultatelor experimentale proprii cât și unor estimări mai recente din literatura de specialitate.

Bibliografie

- [1] H. De Man, *IEEE Trans. El. Dev.*, vol. ED-18, p. 333, 1971.
- [2] Mertens, R.P. *IEEE Trans. El. Dev.*, vol. ED-20, p. 772, 1973.
- [3] Adler, M.S. *General Electric Rept.* No 81CRD239, oct. 1981.
- [4] Bennett, H.S. *IEEE Trans. El. Dev.*, vol. ED-30, p. 920, 1983.
- [5] Van, Overstraeten, R.J. *IEEE Trans. El. Dev.*, vol. ED-20, p. 290, 1973.
- [6] Arora, N.D. *IEEE Trans. El. Dev.*, vol. ED-29, p. 292, 1982.
- [7] Ning, T.H. *IEEE Trans. El. Dev.* vol. ED-27, p. 2051, 1980.
- [8] H.C. De Graaff, *IEEE Trans. El. Dev.* vol. ED-26 p. 1771, 1979.
- [9] Ashburn, P. *IEEE Trans. El. Dev.* vol. ED-31, p. 853, 1984.
- [10] Slotboom, J.W. *Solid-State Electron.* vol. 19, p. 857 1976.
- [11] Yu, Z. *IEEE Trans. El. Dev.*, vol. ED-31, p. 773, 1984.
- [12] Wieder, A.W. *IEEE Trans. El. Dev.*, vol., ED-27, p. 1402, 1980.

CZ 621.34;681.62 :621.087.9

IMPRIMANTE FĂRĂ IMPACT
IMPRIMANTE DE PAGINĂ
TAMBUR FOTOSENSIBIL

Tehnologia imprimantelor matriceale fără impact

SINTEZĂ

DAN GÂRLAȘU — București

Introducere

Odată cu dezvoltarea sistemelor de calcul și perfecționarea stațiilor CAD/CAM, dispozitivele de imprimare a informației trebuie să permită reproducerea de text și grafică de înaltă calitate. Din fericire prețurile imprimantelor avansate nu depășesc valoarea unei imprimante cu margaretă (funcționând la 18 CPS) de acum câțiva ani. Articolul de față are ca scop compararea tehnologiilor cu impact și fără impact într-o lumină nouă.

Până nu demult, imprimantele fără impact aveau succes doar datorită faptului că sînt extrem de silențioase. Majoritatea modelelor erau foarte scumpe, în special cele cu laser, dar astăzi intră în competiție de la egal la egal cu imprimantele cu impact atît din punct de vedere al costului cît și al calității. Nivelul de zgomot generat de o imprimantă, deși element important în multe aplicații, nu mai constituie factorul important care era. În primul rînd pentru că imprimantele cu impact devin din ce în ce mai puțin zgomotoase. În al doilea rînd, pentru că atunci cînd obiectivul este interfațarea unei imprimante cu o stație CAD/CAM ieftină, există impedimente mai importante, ca necesitatea imprimării unei scheme sau altei imagini grafice de calitate ridicată și la o viteză profitabilă. În multe cazuri, imprimantele cu impact se conformează exact acestor necesități.

1. Tehnologiile de imprimare fără impact

1.1. Eliminarea panglicii tușate

Desenele de calitate ridicată necesită rezoluții foarte bune. Pentru orice dimensiune de punct imprimat o rezoluție sporită poate crea o imagine de calitate superioară prin întrepătrunderea punctelor pentru trasarea de curbe netede. Această posibilitate este limitată totuși de dimensiunea punctului tipărit și soluția evidentă este producerea de puncte imprimate cu diametru din ce în ce mai redus. Fabricanții înzestresc capetele de imprimare prin impact cu ace din ce în ce mai subțiri (7,8 mils = 0,2 mm) și în număr din ce în ce mai mare: 18, 21, 24. În acest fel, densitatea verticală de puncte poate atinge 180 puncte/inch. Finețea acului este însă limitată dintr-un punct de vedere practic.

Un ac prea subțire poate perfora pur și simplu panglica tușată fără să transfere deloc cerneală pe hîrtie.

Imprimantele care formează punctele direct cu cerneală evită problema enunțată mai sus prin eliminarea panglicii tușate. Capilaritatea acționează alimentînd direct acele de imprimare cu cerneală înmagazinată în cartușe amovibile. Cu această abordare, se pot genera puncte pînă la densitatea de 240 puncte/inch. Pentru imprimări color de înaltă calitate fiecărui pin sau grup de pini i se asignează o culoare.

Absența mecanismului de antrenare a panglicii tușate reduce consumul de putere permițînd acestui tip de mașini să fie alimentate direct de la baterii.

1.2. Imprimantele cu jet de cerneală și transfer termic

Aceste echipamente folosesc tot tehnologia matricii de puncte pentru generarea caracterelor și imaginilor grafice dar elimină necesitatea impactului la transferul cernelii pe hîrtie. Principiul de funcționare se bazează pe un sistem cu platen și alimentator de hîrtie, similar mașinilor de copiat. Cînd hîrtia trece prin fața capului de imprimare cerneala țîșnește pe hîrtie printr-un orificiu. După formarea fiecărui punct, un lichid de curățire elimină cerneala rămasă în cap prevenind uscarea cernelii și infundarea orificiului.

Imprimarea termică fără impact oferă o soluție la unele din problemele enunțate. Există două tipuri de mecanisme cu imprimare termică: cele care folosesc elemente încălzite pentru a produce imaginea direct pe o hîrtie specială, și cele care în loc de arderea hîrtiei acționează asupra unei panglici și transferă imaginea rezultată pe hîrtie normală. Mulți fabricanți au ales soluția termică cînd au fost nevoiți să combine consumul redus de energie cu nivele scăzute de zgomot — pentru a produce echipamente portabile, de exemplu. Rezultatul a fost apariția unor soluții extrem de ieftine.

Tehnologiile cu jet de cerneală și transfer termic produc o calitate mai bună, dar sînt în general lente; pînă la 50 caractere/s pentru jet de cerneală; pînă la 80 caractere/s pentru transfer termic. Dintre cele două, ultima pare să ofere calitatea cea mai bună. Prima poate însă imprima folii transparente, folosite cu proiectoare, în scopuri de prezentare.

În prezent însă costul materialelor consumabile pentru ambele este mai ridicat decât în cazul imprimantelor cu impact.

1.3. Imprimantele de pagină fără impact

Principiul care stă la baza acestor echipamente își are sursa într-o variantă modificată a tehnologiei electrofotografice dezvoltată inițial pentru mașinile de copiat. Cu această tehnică, informația de imprimat este formată pe o suprafață fotosensibilă prin sarcini electrice care atrag tonerul. Imaginea tipărită este produsă când tonerul este transferat pe hirtie și uscat la căldură.

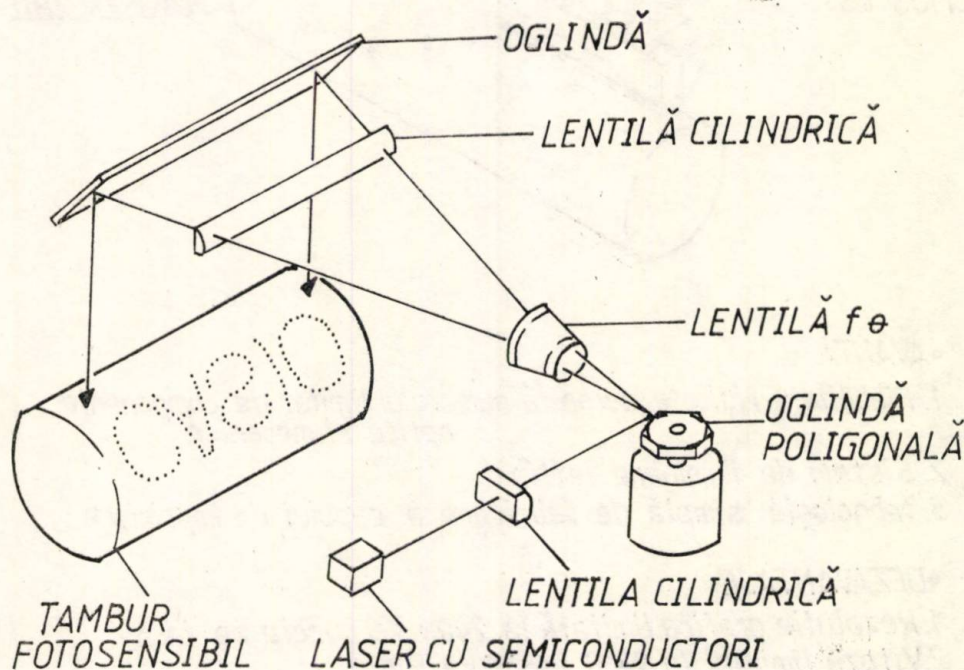
Imprimanta de pagină fără impact diferă de alte tipuri fără impact deoarece folosește o suprafață fotosensibilă pentru transferul imaginii. Acest fapt o face foarte potrivită pentru imprimarea unei pagini întregi. Acesta este și motivul pentru care eficiența lor se măsoară în pagini pe minut și nu în caractere pe secundă. În plus, deoarece provin din familia copiatoarelor, încorporează deja mecanisme de vehiculat hirtia tăiată. Aceasta reprezintă o opțiune la

alte imprimante, și prin urmare o cheltuială în plus.

În abordarea imprimantelor de pagină fără impact este importantă distincția între diversele procedee de conversie a informației digitale în imagini, și unitățile de control și interfațare.

Majoritatea producătorilor de imprimante optice ieftine, achiziționează mecanismul de imprimare a hirtiei de la o firmă specializată în copiatoare și îi adaugă un controler și una sau mai multe interfețe. În acest mod, există posibilitatea includerii de noi funcții și calități, printre care diversificarea seturilor de caractere folosite, grafică specializată, emularea unor imprimante consacrate etc.

Soluția bazată pe laser este cea mai cunoscută. Rolul acestuia este să convertească impulsurile electrice primite de la calculator, în sarcini electrice, pe o suprafață fotosensibilă (tambur de seleniu). Factorii critici ai procesului sînt dimensiunea punctului (rezoluția), finețea plasării punctelor, costul întregului ansamblu, și fiabilitatea (fig. 1).



• AVANTAJE

1. Viteza de imprimare ridicată (15 ÷ 30 pag/min)
2. Rezoluție grafică ridicată (pîna la 600 dpi)

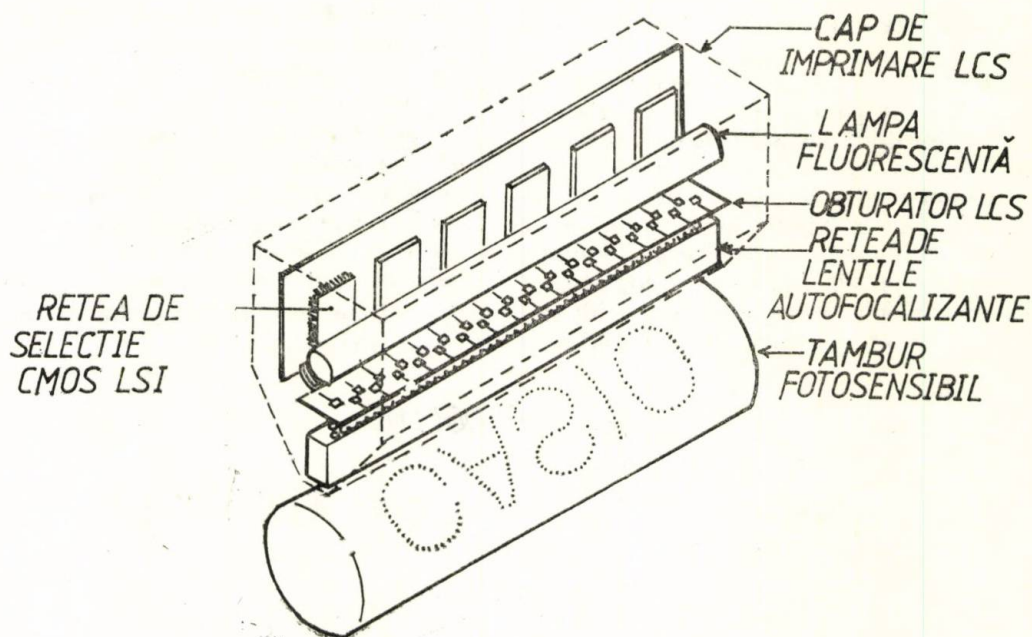
• DEZAVANTAJE

1. Mecanism complex
2. Tehnologie de precizie, scumpă și cu fiabilitate scăzută în exploatare

Fig. 1. Sistem de imprimare cu laser.

Deși laserii cu heliu-neon sau cu semiconductori sînt de obicei folosiți pentru viteza, precizia și consumul redus de energie, nu numai laserul este singura metodă pentru sensibilizarea suprafeței tamburului. În primul rînd, alte materiale mai ieftine decît seleniul pot fi folosite ca suprafață fotosensibilă. În al doilea rînd, coerența luminii nu este atît de critică ca intensitatea și abilitatea focalizării punctelor pe tambur. Sursa de lumină trebuie de asemenea comutată sufi-

dintr-o rețea de 2000 celule de cristal lichid. Punctele sînt comutate pe măsură ce informația grafică este scanată linie cu linie prin rețeaua de celule LCD (fig. 2). Cristalul lichid se comportă ca o valvă optică permițînd trecerea luminii spre tambur în funcție de polaritatea semnalului care îl comandă. Rezoluția de puncte are însă o limită practică la valoarea de 300 puncte/inch iar viteza uzuală este de 8–10 pagini/minut.



•AVANTAJE

1. Fiabilitate ridicată datorată numărului limitat de componente optice și mecanice
2. Sistem de iluminare ieftin
3. Tehnologie simplă de fabricare a capului de imprimare

•DEZAVANTAJE

1. Rezoluție grafică limitată la $240 \div 300$ puncte pe inch
2. Viteza limitată la $9 \div 10$ pagini pe minut

Fig. 2. Sistem de imprimat bazat pe obturator cu cristale lichide (LCS).

cient de rapid pentru asigurarea unei viteze ridicate de imprimare. Tehnologii optice, bazate pe obturatoare cu cristale lichide, rețele de LED-uri sau scanarea pe un ecran catodic pot fi folosite la proiectarea fascicolului luminos pe tambur.

Recent introdusă de firmele EPSON și CASIO tehnologia cu obturator cu cristale lichide înlocuiește tamburul de seleniu și tonerul mecanismului laser cu o sursă de lumină cu neon plasată în spatele unui obturator staționar format

O altă abordare folosește o rețea fixă de 2048 LED-uri focalizate pe tambur prin lentile bazate pe fibre optice (fig. 3). S-a ajuns la o rezoluție de 600 puncte/inch și viteze de 15–30 pagini/secundă.

Deși principiul imprimării magnetice folosește o metodă diferită de sensibilizare a tamburului, mașina lucrează în principiu la fel. Punctele magnetizate pe tambur atrag particulele de toner și transferă imaginea pe hîrtie. Imprimarea magnetică aduce mai multe avan-

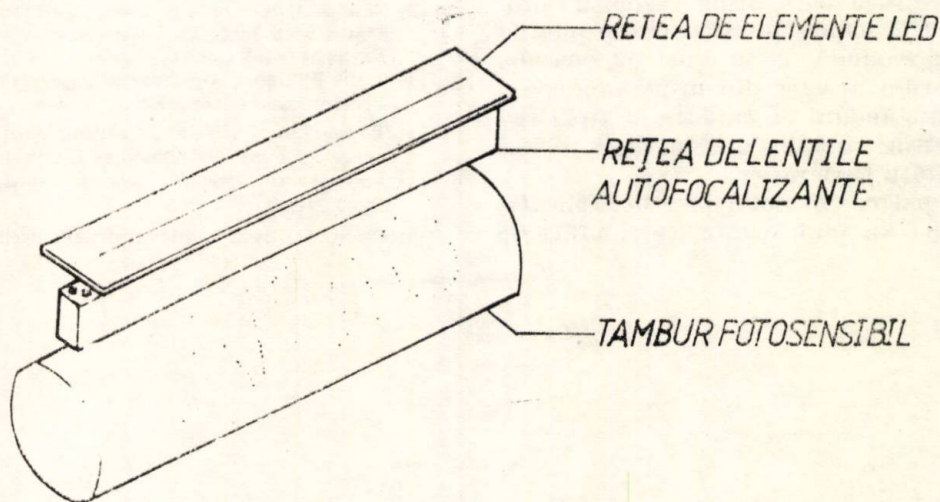
taje inerente. În primul rînd, odată tamburul magnetizat el își păstrează starea pînă cînd este șters sau reinscris cu altă informație (fig. 4).

Aceasta înseamnă că odată imaginea transferată, se pot imprima copii multiple fără intervenția calculatorului. De asemenea, este posibil să se înscrie o pagină în mai multe treceri, una pentru text și restul pentru imagini grafice din puncte.

Dacă funcția mecanismului de imprimare poate fi asimilată cu cea a unui monitor TV

raster sarcina controlerului este în esență prelucrarea imaginii. El întreține dialogul cu calculatorul interfațînd aplicații software, protocoale și în unele cazuri rezolvînd sarcini de gestiune (formatare, integrare de text și grafică, schimbarea seturilor de caractere și primitive grafice de nivel înalt).

O trăsătură comună imprimantelor laser/electrofotografice și magnetice este aceea că sînt



• AVANTAJE

- 1 Logică de comandă simplă
- 2 Număr redus de elemente în mișcare
- 3 Dimensiunea variabilă a punctului permite mai multe densități grafice

• DEZAVANTAJE

- 1 Dispersie mai mare a luminii între elementele LED
- 2 Cost ridicat al rețelei LED pentru o densitate obișnuită

Fig. 3. Sistem de imprimare bazat pe rețea LED.

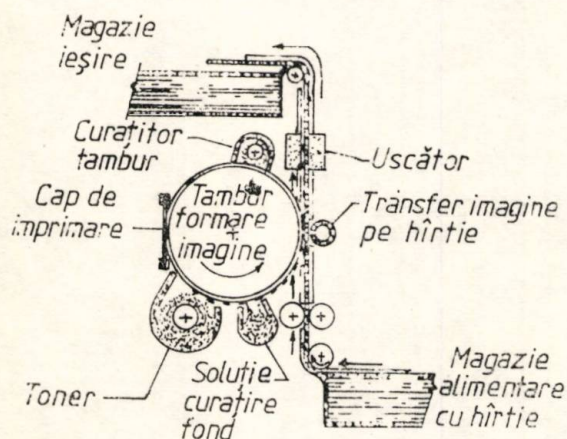


Fig. 4. Sistem de imprimare cu tambur magnetic.

echipamente sincrone. Odată declanșată imprimarea unei pagini, ele nu pot fi întrerupte fără alterarea scanării. Pentru funcționare corectă, este imprimată o pagină odată, oprirea făcîndu-se la întîlnirea codului de sfîrșit de pagină. Calculatorul trebuie să asigure prin urmare suficientă informație pentru descrierea completă a unei pagini la un transfer de informație, iar imprimanta trebuie să fie capabilă să înmagazineze această informație. O pagină de format A4 imprimată la 240 puncte/inch este echivalentă cu 8,3 milioane pixeli. Acesta este echivalentul aproximativ al unui megaoctet de memorie RAM, la care se adaugă memoria de programe firmware și seturile de caractere. În unele cazuri

volumul de memorie poate depăși spațiul de adresare al unui microprocesor de 16 biți.

2. Concluzii

Lucrarea de față a analizat noile tehnologii folosite la dispozitivele de imprimare. În prezent se înregistrează o mare diversificare a acestor dispozitive, de la imprimantele termice portabile, extrem de ieftine, până la imprimantele de pagină electrooptice care ating rezoluții fotografice (peste 600 puncte/inch) și viteze până la 15–20 pagini/secundă la prețuri rezonabile. Odată cu apariția acestor din urmă produse a apărut un nou standard de calitate de tipărire: „Near typesetting quality”, care tinde să se substituie calității tipografice.

Pe de altă parte, domeniul larg de aplicație al noilor tipuri de imprimante (prelucrări de

text, grafică pentru management și aplicații statistice, grafică de înaltă rezoluție, grafică industrială) consolidează în viitor succesul acestor produse.

Bibliografie

- [1] Gilbert Springer, A New Approach to Magnetographics for Enhanced Print Quality Datek National Print Quality Seminar, USA, 1983.
- [2] Gunnar Wareburg, The Design and Development of LED arrays with Integrated Decode Drive Electronics, Datek National Print Quality Seminar, USA, 1983.
- [3] Tom Williams. Options Multiply for Nonimpact Page Printers, Computer Design, 2/1985.
- [4] Wendy Lea Mc. Kibbin, Printing With Light: The New Laser Systems, Infosystems, 7/1984.
- [5] Edward R. Teja, Special Report on Printers. EDN 2/1985.
- [6] Casio LCS-2400 Printer Product Specification Casio 1985.





IIRUC service

**Întreprinderea pentru Întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională**

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:

- comandă numerică pentru mașini-unelte
- sisteme și minisisteme de calcul
- instrumente electronice de analiză și măsură
- automate de dirijarea circulației
- televiziune în circuit închis
- radiotelefoane
- aparatură medicală
- diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

- întreținerea preventivă periodică
- intervenții la cerere la sediul beneficiarului
- reparații și recondiționări în laboratoare proprii
- instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sînt oferite atât utilizatorilor, cît și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

11 SECȚII

DE PRODUCȚIE

— 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unități fizice.

Mai mult decît atît, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București.

Secții naționale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

• S 03 — BUCUREȘTI

— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65

• S 07 — OLTEȚIA

— Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61

• S 08 — BANAT

— Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26

• S 09 — TRANSILVANIA-NORD

— Str. Cîmpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14

• S 10 — TRANSILVANIA-SUD

— Str. Traian nr. 34, Brașov/România, tel. : 921/3.09.37

• S 11 — MOLDOVA

— Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02

• S 12 — MUNTENIA

— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80

• S 13 — DOBROGEA

— Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

